

Alma Mater Studiorum – Università di Bologna

DOTTORATO DI RICERCA IN

MECCANICA E SCIENZE AVANZATE DELL'INGEGNERIA

Progetto n2

Ciclo XXV

Settore Concorsuale di afferenza:

09/C1 - MACCHINE E SISTEMI PER L'ENERGIA E L'AMBIENTE

Settore Scientifico disciplinare:

ING-IND/08 - MACCHINE A FLUIDO

**Sviluppo di sistemi per l'analisi della combustione in
tempo reale per motori endotermici alternativi**

Presentata da: **Ing. Manuel Valbonetti**

Coordinatore Dottorato

Chiar.mo Prof. Ing. **Vincenzo Parenti Castelli**

Relatore

Dott. Ing. **Enrico Corti**

Correlatore

Dott. Ing. **Luca Solieri**

Esame finale anno 2013

È doveroso fare dei ringraziare alle persone che mi hanno sostenuto e mi sono state vicino. La mia famiglia :mamma,papà e Andrea per essere sempre pronti e disponibili nel momento del bisogno.

I professori, Enrico Corti, Luca Solieri, Davide Moro, Fabrizio Ponti, Nicolò Carina per avermi dato la possibilità di percorrere questa strada facendomi scoprire una realtà affascinante. Non da meno sono stati i compagni di lavoro: Vittorio, Gabriele, Roberto e Matteo Rinaldi. Vi dico GRAZIE per avermi sopportato e supportato. Insieme abbiamo lavorato e scherzato in modo splendido.

*Ara o tocca a te, la parte più importante della mia vita, **Erica**. Sei il mio punto di riferimento e con te sto creando una famiglia (direi che ci stiamo riuscendo, anche se per ora scalcia solo nella pancia della mamma). Grazie per tutto quello che hai fatto e per quello che farai.*

Indice

1. Introduzione	7
2. Analisi di fattibilità: stima di coppia a partire dal segnale di velocità	9
2.1. Applicazione a combustioni non equispaziate	11
2.2. Applicabilità on-board della stima di coppia	29
3. Realizzazione di un sistema imbarcabile per analisi in tempo reale	37
3.1. Campionamento dei segnali	37
3.1.1. Trasduttori di misura della posizione angolare	37
3.1.2. Trasduttori di pressione	41
4. La scelta della piattaforma hardware e software	51
4.1. L'ambiente di sviluppo	51
4.2. Scelta della piattaforma hardware per applicazioni on-board	57
5. Analisi indicating Real-Time: implementazione di nuovi algoritmi	61
5.1. Il recupero della componente media del segnale di pressione	61
5.2. Il calcolo della pressione media indicata	63
5.3. Il rilascio di calore: γ variabile	63
5.4. Picco della pressione (nuovo algoritmo)	67
5.5. TDC: determinazione del punto morto superiore geometrico	70
6. Validazione e test prestazionali	75
6.1. Validazione	75
6.2. Test termici	81
6.3. Test dinamici	87
6.4. Pubblicazione dei dati Indicating su linea CAN ogni una o due combustioni	88
7. Up-grade a sistemi per sale prova:	94
7.1. Introduzione alle analisi torsionali	97
8. Introduzione di nuove funzionalità: calibrazione automatica	98
8.1. Extremum seeking	98
8.2. Esperienza di Donghoon Lee	99
8.3. Motore Virtuale	109
8.4. Algoritmo di calibrazione	120

8.5. Simulazioni algoritmo di calibrazione.....	125
9. Conclusioni.....	145
Bibliografia.....	149

1. Introduzione

L'ottimizzazione delle prestazioni dei motori endotermici alternativi manifesta una tendenza verso una sempre maggiore complessità. L'introduzione della normativa antinquinamento EURO VI richiederà una significativa riduzione degli inquinanti allo scarico, soprattutto per i motori diesel. La maggiore criticità è rappresentata dalla riduzione degli NOx per i motori Diesel da aggiungersi a quelle già in vigore con le precedenti normative. Inoltre vi è anche l'introduzione di un limite sul numero di particelle emesso che limita le scelte di progettazione dei nuovi propulsori per le case automobilistiche.

Il numero di sensori necessari per restare all'interno delle soglie fissate dalle norme antinquinamento aumenta di anno in anno. I tempi di consegna sempre più stringenti costringono le case automobilistiche e motociclistiche a raggruppare i vari test specifici nel minor numero possibile aumentando il livello di complicazione.

Tipicamente la messa a punto di una nuova motorizzazione prevede una serie di test specifici al banco prova. Il numero sempre maggiore di parametri di controllo della combustione, sorti come conseguenza della maggior complessità meccanica del motore stesso, causa un aumento esponenziale delle prove da eseguire per caratterizzare l'intero sistema. Di conseguenza la mole di dati da analizzare diventa notevole e risulta difficile ottenere dei risultati in tempi ragionevoli. Tutto questo è ottenuto senza percorrere nemmeno un km su strada.

L'obiettivo di questo progetto di dottorato è quello di realizzare un sistema di analisi della combustione in tempo reale in cui siano implementati diversi algoritmi non ancora presenti nelle centraline moderne. Tutto questo facendo particolare attenzione alla scelta dell'hardware su cui implementare gli algoritmi di analisi. Creando una piattaforma di Rapid Control Prototyping (RCP) che sfrutti la maggior parte dei sensori presenti in vettura di serie; che sia in grado di abbreviare i tempi e i costi della sperimentazione sui motopropulsori, riducendo la necessità di effettuare analisi a posteriori, su dati precedentemente acquisiti, a fronte di una maggior quantità di calcoli effettuati in tempo reale. Tutto questo unito alla possibilità di avere un oggetto che può essere imbarcato in vettura o su una motocicletta, permette di eseguire alcuni test che ancora oggi giorno sono vincolati ad essere eseguiti solo in sala prova a causa molto spesso delle dimensioni dei tradizionali sistemi di acquisizione ed elaborazione dati. Un esempio di tale procedura è il monitoraggio del livello di detonazione e il conseguente taglio di anticipo da parte della centralina (ECU) nel caso vengano superati i valori di soglia che possono mettere in pericolo l'incolumità del propulsore durante una prova su strada.

La soluzione proposta garantisce l'aggiornabilità, la possibilità di mantenere al massimo livello tecnologico la piattaforma di calcolo, allontanandone l'obsolescenza e i costi di sostituzione. Questa proprietà si traduce nella necessità di mantenere la compatibilità tra hardware e software di generazioni differenti, rendendo possibile la sostituzione di quei componenti che limitano le prestazioni senza riprogettare il software.

Alla base di tutto, la piattaforma di sviluppo deve soddisfare un altro requisito, più importante di quelli sopracitati: la semplicità. Chi porterà avanti lo sviluppo in futuro, non è uno specialista nella programmazione di sistemi informatici e nemmeno un esperto di elettronica, pertanto l'ambiente di sviluppo deve consentire di mantenere a fuoco l'obiettivo principale, ovvero l'analisi della combustione, senza distogliere troppe risorse in attività di secondaria importanza, quali possono essere l'ottimizzazione del software o lo sviluppo di hardware dedicato.

L'attività svolta ha portato alla realizzazione di un sistema integrato di analisi combustione in tempo reale attualmente operativo nella sala prove dell'Università di Bologna sede di Forlì.

Per dovere di sintesi, nella descrizione del lavoro svolto, si danno per scontate tutte quelle nozioni di carattere generale sui motori a combustione interna e sulla combustione, mentre saranno approfonditi gli argomenti più specifici affrontati.

2. Analisi di fattibilità: stima di coppia a partire dal segnale di velocità

L'idea di stimare la coppia indicata prodotta istantaneamente dal motore, sulla base della misura di grandezze indirettamente legate alla coppia stessa, è stata presentata e sviluppata da tempo [3][4][5][6][7][8]. La gestione 'torque-based' dei motori attuali, tuttavia, la rende particolarmente utile, e la disponibilità sulle moderne centraline di controllo, di potenza di calcolo sufficiente, consente di raffinare la stima. Nel progetto di dottorato si ha l'obiettivo di implementare algoritmi di controllo avanzati su sistemi di Rapid Control Prototyping (RCP) che consentano di sviluppare, perfezionare e calibrare gli algoritmi in questione, mettendoli alla prova direttamente sui sistemi controllati (ovvero gestendo il motore attraverso gli algoritmi sviluppati, e verificandone l'efficacia).

Per quanto concerne la stima di coppia, l'obiettivo è di arrivare a stimare non solo la coppia indicata prodotta da ogni cilindro in ogni ciclo di funzionamento del motore, ma anche individuare la fase di combustione, ovvero la posizione angolare in corrispondenza della quale si raggiunge il completamento del 50% della combustione (MFB50).

L'algoritmo considerato, attraverso la definizione di un modello torsionale del sistema motore-driveline di una vettura e a partire dalla sola misura della velocità istantanea dell'albero motore, consente di stimare in tempo reale il valore medio della coppia indicata erogata in un ciclo motore e la posizione angolare in cui risulta bruciato il 50% della massa di combustibile complessivamente iniettato in un ciclo motore.

Per evitare di incappare nell'errore di sviluppare una soluzione adatta ad un solo motopropulsore, la metodologia di stima della coppia e di MFB50 è stata applicata a diverse tipologie di sistemi motore-driveline, al fine verificarne il carattere generale e la vasta possibilità di applicazione ai sistemi in commercio.

All'interno delle unità di controllo delle moderne automobili sono già presenti metodologie di stima della coppia indicata erogata dal motore, basate per lo più sull'utilizzo di mappe. Tuttavia queste presentano dei limiti legati principalmente alla scarsa precisione della stima o all'impossibilità di rendere la procedura adattativa nel tempo, in modo da tenere in considerazione gli eventuali fenomeni di "invecchiamento" del sistema.

Per quanto riguarda la valutazione del baricentro della combustione (MFB50), questa grandezza risulta estremamente importante nel controllo della combustione, dato che fornisce informazioni sia sul posizionamento della combustione all'interno del ciclo, sia sul tipo di combustione che ha luogo nel cilindro (permette, ad esempio, di distinguere una combustione tradizionale da una di tipo HCCI).

Sia coppia indicata che MFB50 possono essere valutati a partire dalle misure di pressione all'interno del cilindro. Tuttavia queste non hanno avuto finora una diffusione su larga scala a causa di problemi legati all'affidabilità della misura e al costo. Il recente sviluppo di sensori di pressione piezo-resistivi per applicazioni "on-board", sembra aver reso

sufficientemente robuste le misure di pressione a bordo veicolo. Tuttavia, il livello di accuratezza dei sensori piezo-resistivi è ancora abbastanza lontano da quello dei sensori piezo-elettrici utilizzati normalmente al banco prova. Inoltre, occorre considerare anche l'aspetto relativo ai costi: anche se i sensori di pressione per applicazioni on-board raggiungessero un livello di accuratezza vicino a quello dei sensori piezo-elettrici, il loro utilizzo genererebbe un significativo incremento del costo complessivo del sistema di controllo (in continuo aumento, specie per i motori Diesel, ma anche per i motori motociclistici, a causa delle normative anti-inquinamento sempre più stringenti).

La metodologia considerata non richiede nessun costo hardware aggiuntivo, dato che è basata sulla misura di velocità istantanea di rotazione dell'albero motore, che può essere effettuata con la stessa ruota fonica già presente a bordo veicolo per altri fini controllistici.

La metodologia di stima di coppia ed MFB50, il cui schema è riportato in Figura 2.1, è composta di due fasi fondamentali. In primo luogo si valuta una determinata componente armonica della coppia indicata (quella corrispondente all'ordine motore caratteristico del motore in esame) a partire dalla misura della corrispondente armonica di velocità motore. La correlazione che lega le corrispondenti armoniche di velocità motore e coppia indicata è espressa mediante una funzione di trasferimento rappresentativa del comportamento torsionale del sistema motore-driveline.

La seconda fase della procedura di stima consiste nella valutazione di coppia indicata (media sul ciclo) ed MFB50, che vengono determinati sfruttando le correlazioni esistenti, rispettivamente, con il modulo e la fase dell'armonica di coppia indicata presa in considerazione.

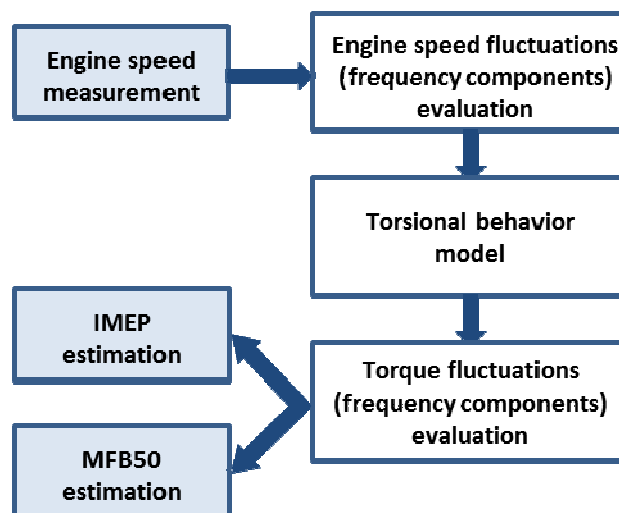


Figura 2.1: Schema dell'algoritmo di stima coppia ed MFB50

La procedura ha carattere assolutamente generale, e può essere applicata anche a motori con architetture diverse, ad accensione comandata e ad accensione per compressione. Per questa ragione, la presente metodologia è stata applicata a diverse configurazioni motore-driveline, sia nel caso di motori con combustioni equi-spaziate, sia nel caso di motori con combustioni non equi-spaziate.

Verrà brevemente descritta la metodologia nel caso di combustioni non equispaziate mostrando il legame esistente fra le armoniche di coppia indicata e le corrispondenti armoniche di velocità motore, ed il modo in cui queste correlazioni possono essere utilizzate per determinare un modello torsionale del sistema motore-driveline (esprimibile attraverso una funzione di trasferimento). Una volta determinata la funzione di trasferimento rappresentativa del comportamento torsionale del sistema, questa può essere utilizzata per effettuare una stima in tempo reale della fluttuazione di coppia indicata a partire dalla fluttuazione di velocità misurata.

In secondo luogo si riporta l'analisi delle correlazioni esistenti fra le armoniche di coppia indicata media sul ciclo.

2.1. Applicazione a combustioni non equispaziate

Questa analisi è fatta sulle prove in cui sono stati testati diversi layout del sistema di iniezione, per un motore bicilindrico di 1200cc, in particolare con fase 0 (si intende con posizione di inizio iniezione in corrispondenza del TDC attivo) e lambda variabile.

Le prove sono chiamate:

- STD, in riferimento a iniettore e corpo farfallato standard;
- CONTINENTAL SPP_SPR, in riferimento a iniettore Continental e corpo farfallato standard;
- CONTINENTAL UT_SPR, in riferimento a iniettore Continental e corpo farfallato modificato (allontanamento iniettore da valvola di aspirazione).

In particolare, per ogni configurazione è stata valutata la seguente prova:

Fase 0 e variazione del titolo partendo da lambda 0.90 verso lambda magri fino a condizione limite di funzionamento; questi test sono effettuati con controllo in open loop (temperatura acqua 55°);

Partendo dal segnale di velocità motore è necessario, per determinare la coppia media indicata, individuare la funzione di trasferimento del sistema che lega, nel dominio delle frequenze, l'armonica di velocità motore con l'armonica di coppia indicata, nonché la relazione tra la coppia media indicata e l'armonica di coppia indicata. Per armonica si intende quella sinusoidale che possiede una frequenza multipla rispetto alla frequenza fondamentale (di ciclo) del segnale riferimento.

Come già evidenziato, il primo passo consiste nella valutazione della ampiezza della armonica motore di interesse utilizzando un pick-up magnetico affacciato ai denti di una ruota fonica alloggiata sull'albero motore o un qualsiasi altro sensore in grado di dare un riferimento angolare.

Il secondo passo consiste nello sviluppare un modello torsionale del comportamento motore-carico resistente per stimare le fluttuazioni di coppia.

Infine, l'ultimo passo consiste nello sviluppo di un modello che descrive la relazione tra l'ampiezza dell'armonica di coppia e il valore medio della coppia indicata sul ciclo prodotta dal motore.

Per poter stimare l'ampiezza dell'armonica di coppia indicata di interesse sarebbe necessario conoscere il modello torsionale che descrive il sistema motore-driveline: in questa fase dello studio (analisi di fattibilità) si può evitare di approfondire l'aspetto del comportamento torsionale, che richiederebbe la stima dei valori di rigidità e smorzamenti di tutta la driveline.

Per semplificare il modello è necessario formulare una ipotesi: supponiamo che nel range di frequenze di interesse cada una sola risonanza del sistema. Come già detto in precedenza, è verosimile che non vi siano risonanze dell'albero motore nel range di interesse, mentre rimane da verificare l'ipotesi che vi sia una sola risonanza della driveline. Tale ipotesi sarà verificata non appena saranno disponibili dati relativi a tutto il range (rpm, carico) di funzionamento del motore, con prove effettuate su veicolo. Supposta valida questa ipotesi, è possibile rappresentare il comportamento torsionale di partenza con un modello semplificato costituito da 2 inerzie collegate da una molla e da uno smorzatore.

Le masse in moto alterno, M_{eq} , sono fondamentali per poter determinare la coppia di inerzia alterna, che contribuisce, assieme alla coppia indicata, all'oscillazione di velocità angolare. Si è visto dalla tesi di dottorato di Vittorio Ravaglioli [8], come sia possibile prescindere dalla conoscenza di tali parametri, effettuando prove sperimentali ad hoc sul veicolo. Le prove devono aver determinate caratteristiche: in particolare, è opportuno che siano acquisite le pressioni nei cilindri, le pressioni in aspirazione e scarico, la velocità motore su base encoder (oppure utilizzando un pick-up magnetico affacciato alla ruota fonica), i segnali delle sonde UEGO, tutti acquisiti ad alta frequenza, e alcuni parametri ECU, quali massa iniettata/tempi iniezione, apertura farfalla, anticipo accensione, temperatura acqua, sonda lambda alla confluenza ecc. La campagna di prove deve poter disporre di rampe di accelerazione e decelerazione (cut off) in condizione di frizione aperta (in folle) e per tutte le marce, investigando tutto il campo di funzionamento del motore (giri/carico). L'ideale sarebbe effettuare le prove su veicolo, al banco a rulli, per identificare il comportamento del motore sul veicolo. Il modello torsionale può essere rappresentato dalla funzione di risposta in frequenza del sistema, $F(j\omega)$, che rappresenta il rapporto tra la trasformata di Fourier della coppia indicata e la trasformata di Fourier della velocità istantanea. La disponibilità di prove effettuate in condizioni di trascinato rende possibile la determinazione della $F(j\omega)$ anche senza conoscere i valori delle masse in moto alterno. La $F(j\omega)$ è identificativa del sistema motore-driveline, quindi se l'obiettivo è stimare la coppia anche in condizioni di minimo è necessario identificare due funzioni di trasferimento; una con frizione aperta ed una con frizione chiusa (condizione di marcia). Questo perché il modello torsionale cambia a seconda che la frizione sia aperta o chiusa: in particolare ciò che cambia è la driveline del sistema che riceve la coppia motrice. Inoltre, è opportuno

precisare che l'algoritmo non è in grado di stimare la coppia se la frizione slitta in quanto cambia la risposta del sistema.

I risultati che seguono si riferiscono invece ad un data base limitato di dati, relativo a prove effettuate al banco, in condizioni di funzionamento prossime al regime di minimo, particolarmente critiche per la metodologia proposta, data l'esiguità dei valori di coppia erogata.

Prima di procedere con l'analisi dei risultati è opportuno fare una premessa. Dato che non è possibile determinare con precisione la $F(j\omega)$ (per questo, appunto, sarebbero necessari ulteriori rilievi sperimentali), la coppia indicata è stata stimata attraverso una semplice correlazione lineare tra l'ampiezza di un'armonica di velocità (quella con impatto più significativo sulla corrispondente armonica di velocità) e l'ampiezza della corrispondente armonica di coppia indicata. Si tratta di una semplificazione, corrispondente all'uso di una funzione di risposta in frequenza con ampiezza non nulla solo su un'armonica, e con fase nulla. Inoltre, il valore di ampiezza della $F(j\omega)$ varierebbe al variare della velocità di rotazione, mentre in questo caso viene considerato costante: questo non costituisce un problema per le valutazioni odierne, dal momento che le prove sono effettuate a velocità costante.

Una volta stimata l'armonica di coppia indicata, attraverso una regressione lineare si ottiene il valore della coppia media indicata stimata. Questo non consente di calibrare l'algoritmo definitivo, ma permette di valutare la fattibilità della ricostruzione di coppia su questo motore.

E' importante modificare nei dati acquisiti lo zero di inizio ciclo, per poter rappresentare su un ciclo motore ($0^\circ \rightarrow 720^\circ$) solo una combustione per cilindro. Nella Figura 2.2 è rappresentato l'andamento del segnale di velocità motore e l'andamento della pressione nei cilindri in funzione dell'angolo di manovella con il punto di inizio ciclo coincidente con il punto morto superiore (pms) di incrocio del cilindro 1 e in Figura 2.3 è rappresentato l'andamento del segnale di velocità motore e l'andamento della pressione nei cilindri in funzione dell'angolo di manovella con il punto di inizio ciclo modificato, collocato a 90° dopo il pms di incrocio del cilindro 1.

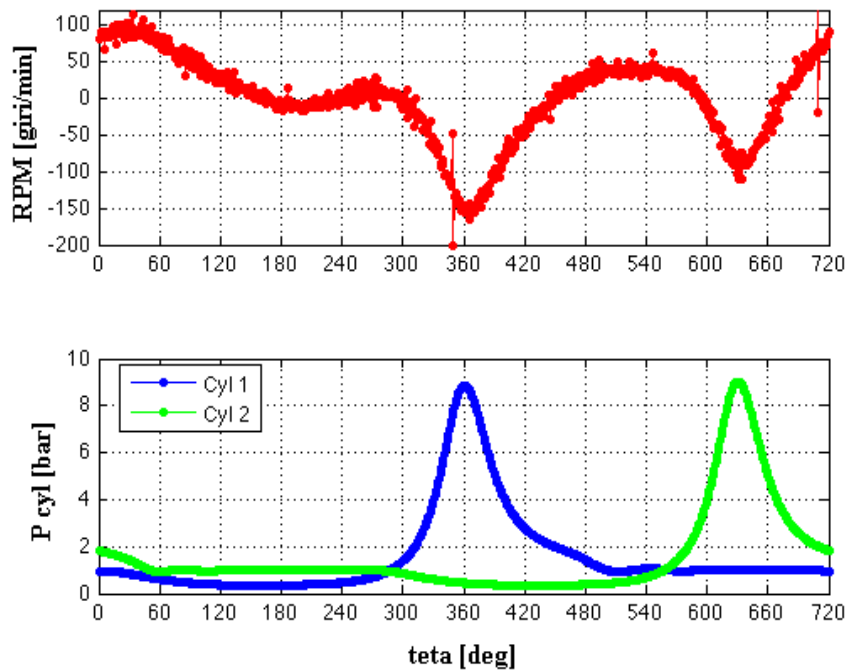


Figura 2.2: andamento del segnale di velocità motore e della pressione nei cilindri in funzione dell'angolo di manovella; il punto di inizio ciclo coincide con il pms di incrocio del cilindro 1

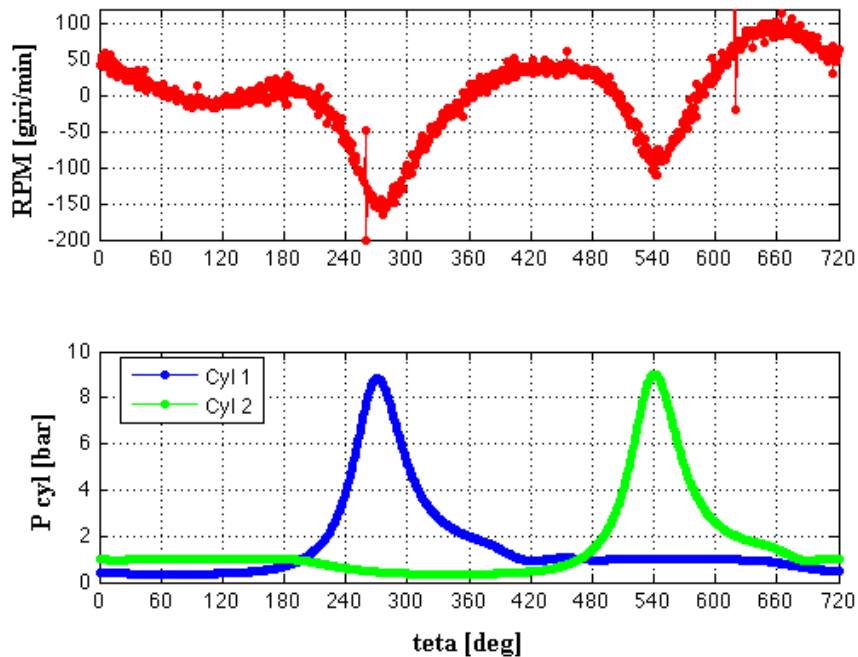


Figura 2.3: andamento del segnale di velocità motore e della pressione nei cilindri in funzione dell'angolo di manovella; il punto di inizio ciclo si trova 90° dopo il pms di incrocio del cilindro 1

A partire dall'andamento della pressione nei cilindri e dalla funzione del manovellismo è possibile ricavare l'andamento istantaneo della coppia indicata prodotta dai due cilindri, nella figura sottostante è mostrato l'andamento della coppia indicata istantanea.

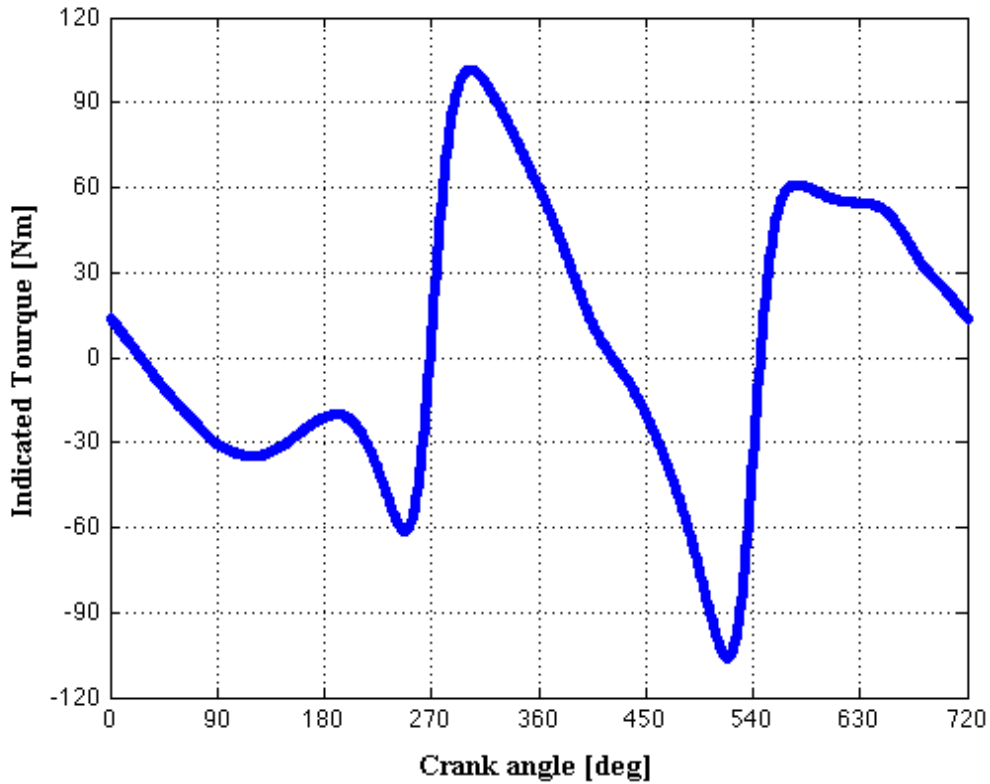


Figura 2.4: Andamento della coppia istantanea in funzione dell'angolo di manovella.

Per poter capire quali armoniche della coppia indicata hanno il contenuto energetico maggiore è utile valutare in funzione dell'intervallo angolare tra una combustione e l'altra, come si dispongono nel piano di Gauss le armoniche di coppia di ogni cilindro. Sapendo che la coppia motore, T_{eng_i} , è la somma per ogni cilindro, della differenza tra la coppia indicata e la coppia di inerzia alterna:

$$T_{eng_i} = \sum_m (T_{ind_{mi}} - M_{eq} \hat{T}_{r_{mi}})$$

Nel motore preso in esame le combustioni non sono equi-spaziate e che lo spazio angolare che intercorre tra la combustione del cilindro 1 e il cilindro 2 è di 270° ($3/2\pi$) e 450° ($5/2\pi$) tra il cilindro 2 ed il cilindro 1; se consideriamo simile l'andamento della coppia di inerzia alterna e della coppia indicata per ogni cilindro, le rappresentazioni di Fourier delle armoniche di coppia dei singoli cilindri differiranno solo per la fase.

$$T_{ind_{mi}} = T_{ind_{1i}} e^{ji\phi_m}$$

$$T_{r_{mi}} = T_{r_{1i}} e^{ji\phi_m}$$

La differenza di fase ϕ_m che c'è tra le componenti armoniche del cilindro 2 rispetto al cilindro 1 è data dall'ordine di accensione oltre che dall'intervallo angolare che esiste tra una combustione e l'altra, di seguito è riportata la differenza di fase per l'ordine 0.5 (ossia per l'armonica 1):

$\phi_1 = 0$;

$\phi_2 = 3/4\pi$ (una distanza di 270° , ovvero $3/2\pi$ sull'albero motore corrisponde ad una distanza angolare di $3/4\pi$ sull'albero a camme, il cui periodo di rotazione corrisponde a un ciclo motore);

Se supponiamo che i cilindri producano la stessa coppia, possiamo rappresentare sul piano di Gauss le componenti armoniche di coppia prodotte dai cilindri in funzione dell'ordine a cui ci stiamo riferendo.

Il valore del modulo della componente armonica della coppia indicata complessiva dipende da come sono sfasate le armoniche di coppia dei singoli cilindri. Nella Figura 2.5 è possibile vedere come, in corrispondenza dell'ordine 2 (armonica 4) il valore della componente armonica della coppia motore sia nulla, proprio perché le armoniche di coppia dei cilindri sono in opposizione di fase. Mentre per tutti gli altri valori il modulo ha un valore maggiore di zero. L'unico ordine in cui le armoniche di coppia dei due cilindri hanno la stessa fase è l'ordine 4 (armonica 8): purtroppo, essendo una armonica molto alta, è probabile che il suo contenuto energetico sia molto basso e quindi non utilizzabile ai fini della stima di coppia.

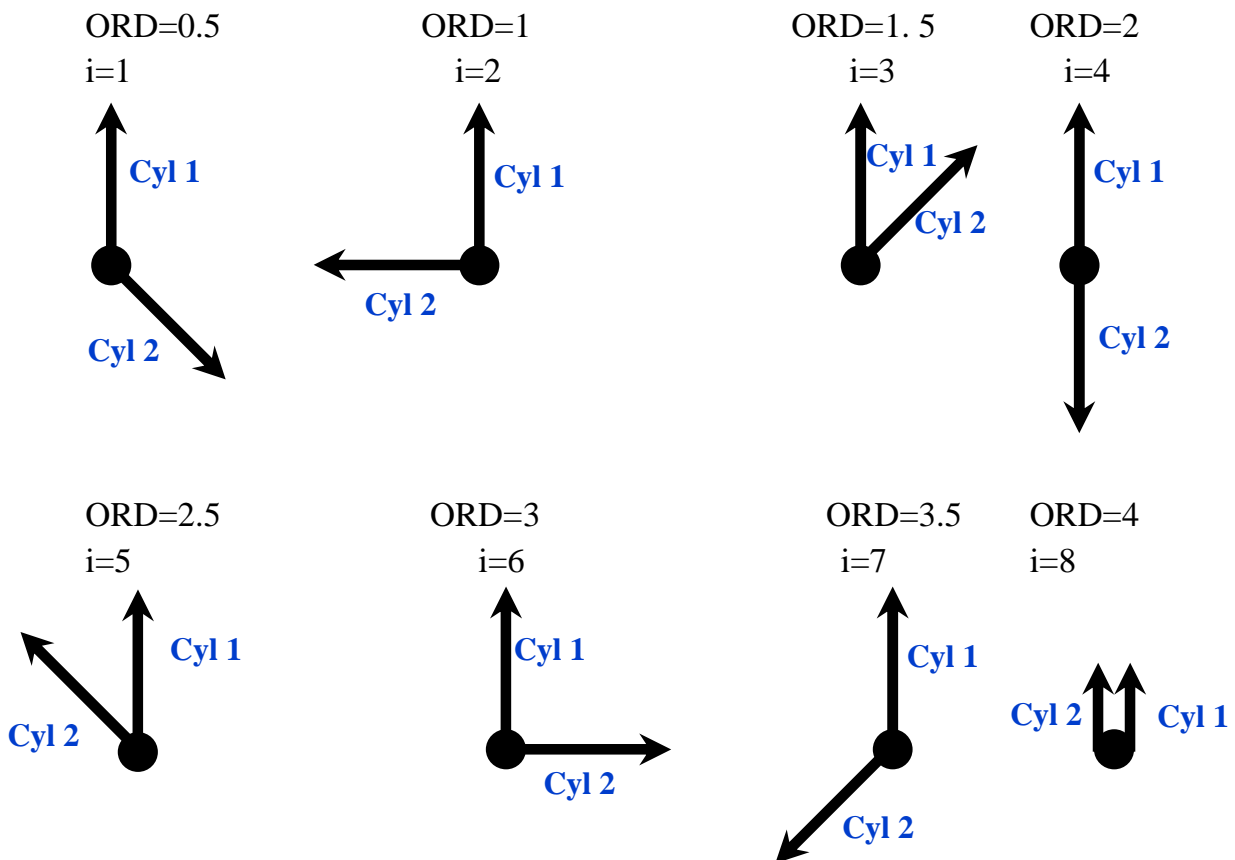


Figura 2.5: Piano di Gauss

Nella Figura 2.6 è rappresentato lo spettro della coppia indicata misurata da cui è possibile verificare quanto appena detto. In particolare, sono molto alte le armoniche 2 e 3; l'armonica 8 ha un valore del modulo trascurabile rispetto alle altre e l'armonica 4 tende a zero. Il fatto che il modulo della armonica 4 non sia nullo sta a significare che i cilindri non erogano la stessa coppia e, di conseguenza, il modulo di questa armonica assume un valore diverso da zero (questa proprietà può essere interessante per valutare eventuali sbilanciamenti della coppia prodotta dai due cilindri).

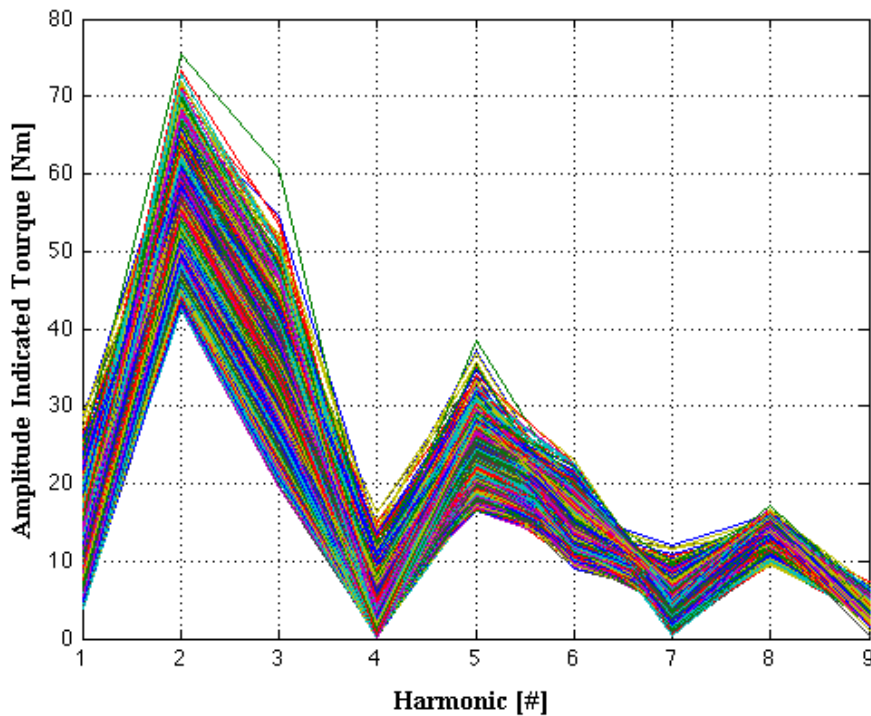


Figura 2.6: Andamento del modulo delle armoniche di coppia indicata

Una volta noto l'andamento dello spettro della coppia indicata è importante investigare lo spettro del segnale di velocità motore.

Si è messo a confronto l'andamento del segnale di velocità motore con l'andamento della coppia indicata per le prove con fase 0 della configurazione Standard. In Figura 2.8 sono visualizzati gli spettri dei medesimi segnali e si può notare come lo spettro del segnale di velocità presenti una serie di differenze:

- armonica 1 molto alta rispetto alla stessa armonica del segnale di coppia indicata.
- armonica 2 con un contenuto energetico molto basso rispetto alle stessa armonica del segnale di coppia indicata.
- armonica 3 che per alcuni cicli a un valore tendente a zero al contrario della stessa armonica del segnale di coppia indicata.
- armonica 8 praticamente inesistente.

Infatti se si correlano i moduli delle armoniche, vedi Figura 2.9, è possibile notare come l'unica armonica che presenta una buona correlazione lineare sia l'armonica 3.

Al momento, per i dati analizzati si può utilizzare, per l'effettuazione della stima di coppia, l'armonica 3.

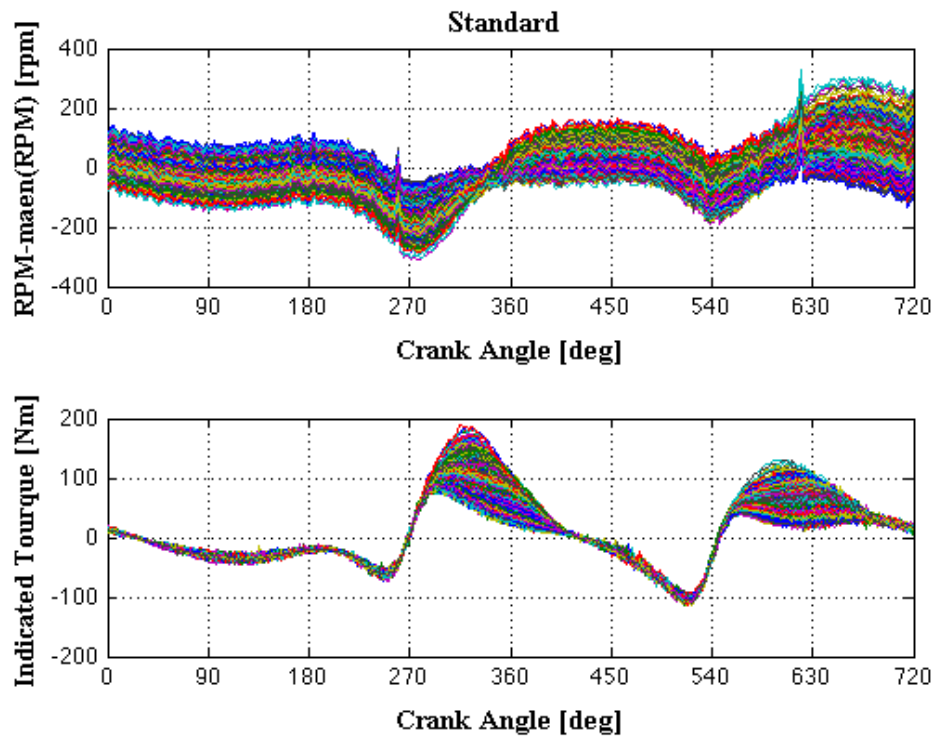


Figura 2.7: andamento della velocità motore e della coppia indicata in funzione dell'angolo di manovella

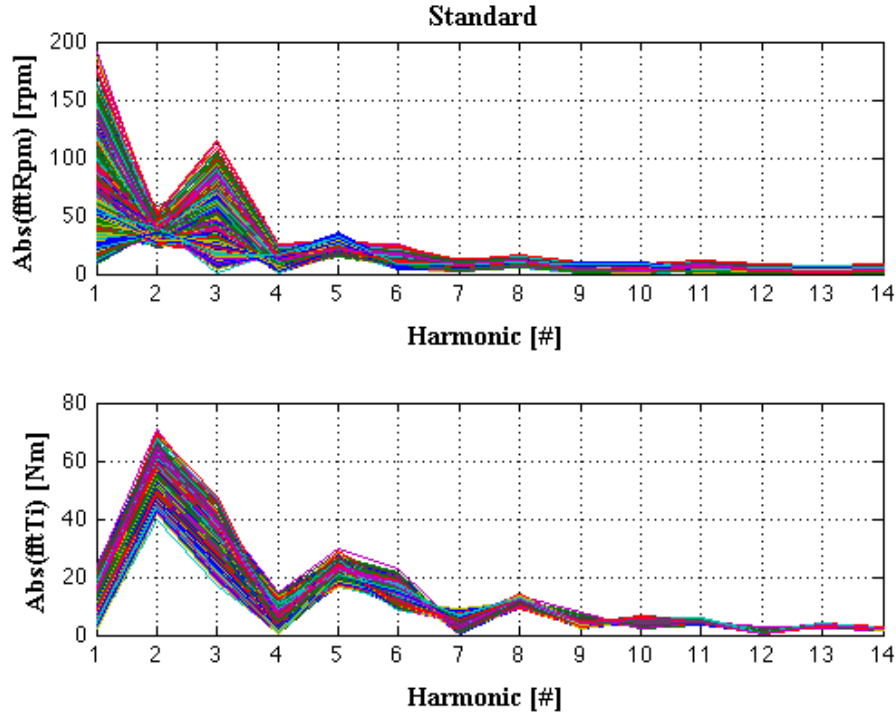


Figura 2.8: rappresentazione dello spettro della velocità motore e della coppia indicata

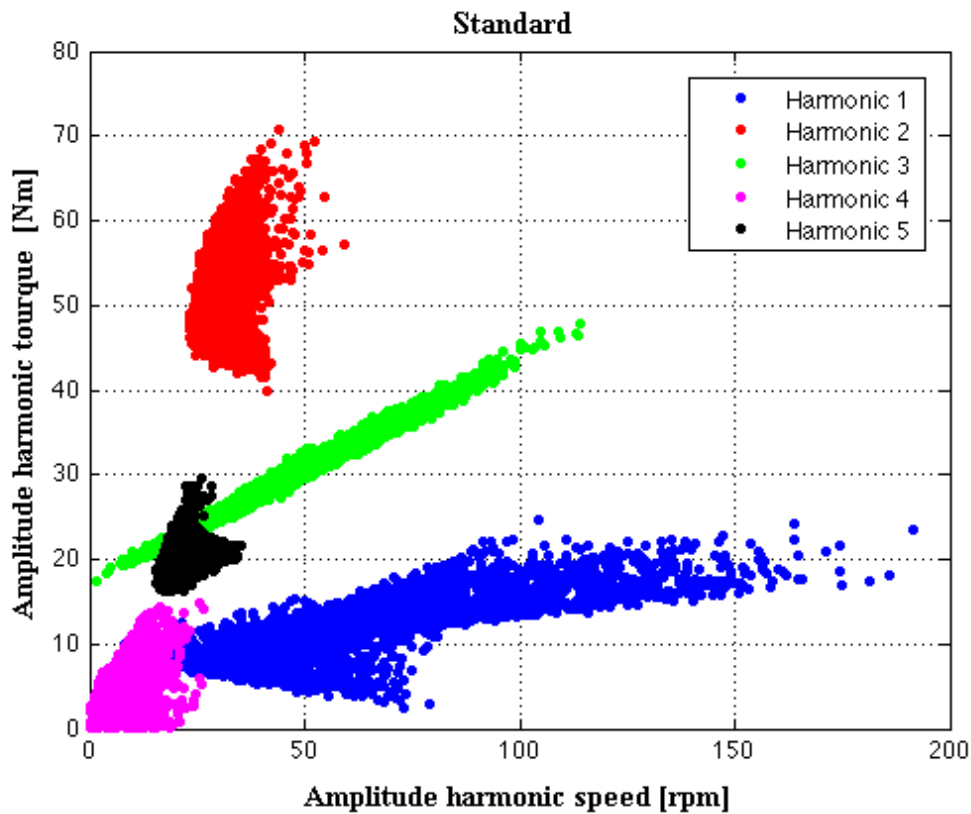


Figura 2.9: correlazione tra le armoniche della velocità motore e della coppia indicata

Nella Figura 2.10 è mostrato l'andamento della armonica di coppia indicata misurata e stimata in funzione della armonica 3 del segnale di velocità.

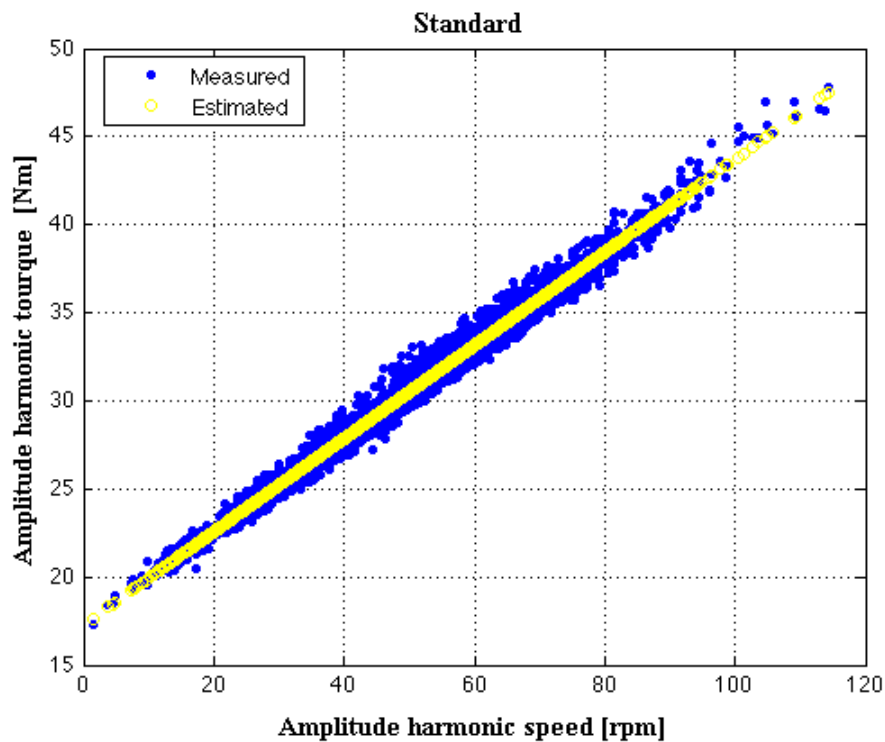


Figura 2.10: Correlazione armonica 3 di velocità originale e armonica 3 di coppia indicata misurata e stimata

Partendo dal valore stimato del modulo della armonica 3 della coppia indicata si ricava il valore medio della coppia indicata sul ciclo attraverso una regressione lineare. Il metodo utilizzato per stimare la coppia è il seguente:

Si costruisce una matrice [A], nx3

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & Pman_{12} & abs(CP3)_{13} \\ M & M & M \\ 1 & Pman_{n2} & abs(CP3)_{n3} \end{bmatrix}$$

Dove:

abs(CP3) rappresenta l'ampiezza dell'armonica 3 di coppia indicata misurata;

Pman rappresenta la pressione media in aspirazione

n numero di cicli analizzati.

Si determina un vettore di 3 coefficienti, cp0cp3:

$$cp0cp3 = [A] \setminus Ti$$

dove Ti è il valore della coppia media indicata sul ciclo, calcolata a partire dal segnale di pressione.

Il valore della coppia stimata la si ottiene moltiplicando la matrice [A] (in cui l'ampiezza dell'armonica 3 di coppia indicata misurata abs(CP3) è stata sostituita con quella stimata abs(CP3_Est)) per il vettore cp0cp3:

$$Cp0_Est = [A] \bullet cp0cp3$$

Cp0_Est è il valore stimato della coppia indicata media sul ciclo motore.

Nella Figura 2.11 seguente viene mostrato l'andamento della coppia media indicata in funzione della pressione media in aspirazione e del modulo della armonica 3 della coppia indicata misurata.

La dipendenza dalla pressione di aspirazione viene introdotta per tenere conto del fatto che la coppia 'motoring', ovvero quella che si ha anche senza combustione, dovuta alle sole compressione e ri-espansione del fluido aspirato, dipende essenzialmente da tale fattore.

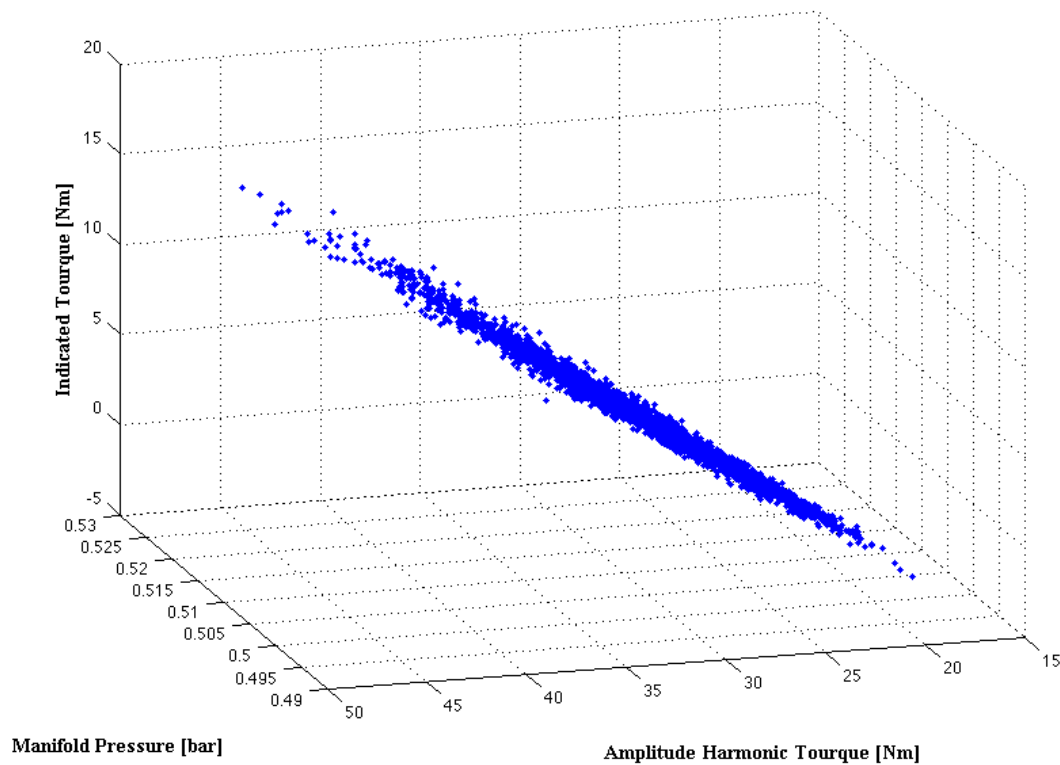


Figura 2.11: andamento della coppia media indicata in funzione della pressione media in aspirazione e del modulo della armonica 3 della coppia indicata.

Nelle figure successive sono mostrati gli andamenti della coppia media indicata e stimata in funzione della armonica 3 di coppia indicata utilizzando la relazione lineare esistente tra ampiezza dell'armonica 3 di coppia e di velocità e l'andamento della coppia media indicata misurata e stimata durante la prova (ovvero il risultato che si ottiene applicando la relazione che lega l'ampiezza dell'armonica 3 di coppia di cui sopra, alla coppia media indicata e alla pressione collettore).

Si può osservare che la ricostruzione è piuttosto fedele, al variare delle configurazioni considerate: si consideri che in questa condizione, in cui la coppia indicata oscilla su valori molto piccoli, gli errori percentuali di solito assumono valori molto elevati.

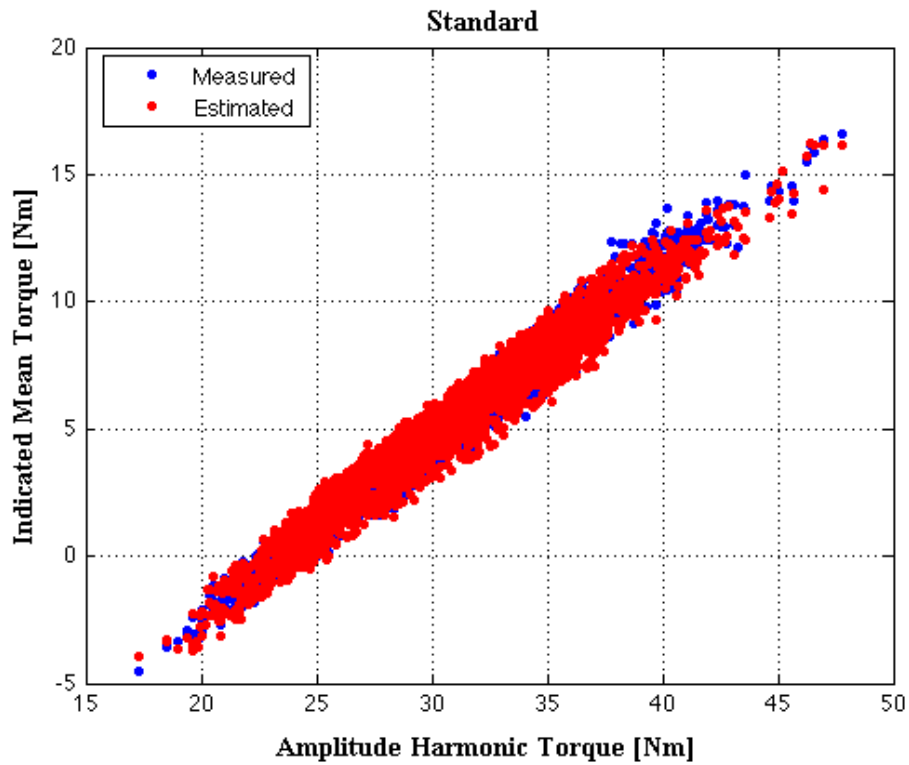


Figura 2.12: confronto tra coppia indicata misurata e stimata in funzione dell'armonica 3 della coppia indicata, ottenuta partendo dal segnale originale e utilizzando la correlazione lineare.

Di seguito sono mostrati gli andamenti di velocità, coppia e i risultati ottenuti dalle stime di coppia per le prove ottenute con iniettore Continental SSP SPR e fase 0.

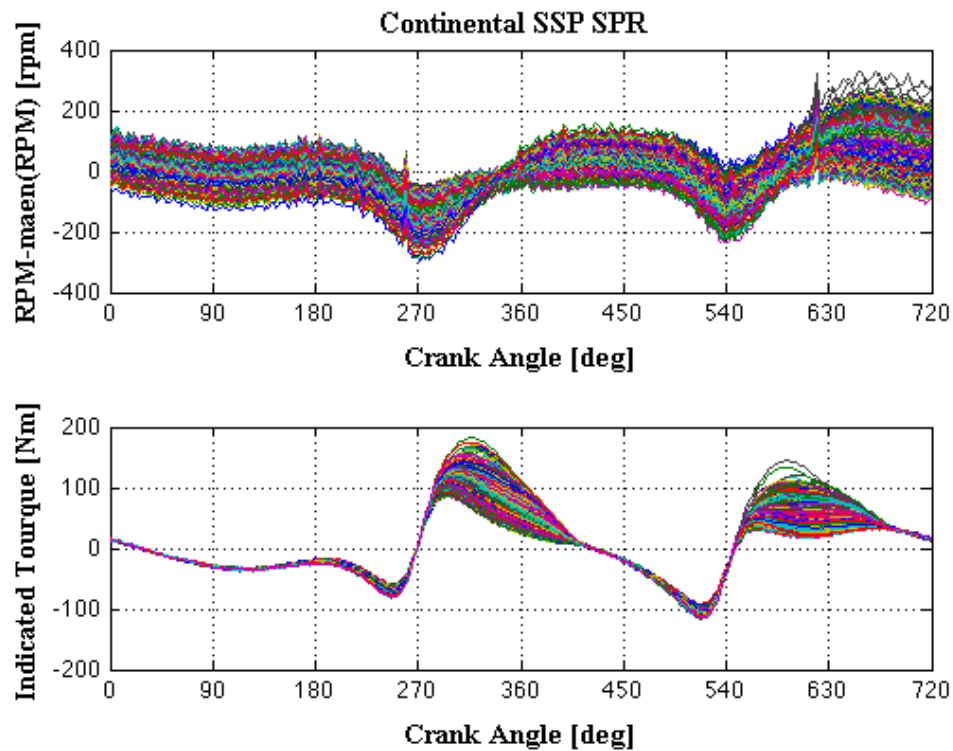


Figura 2.13: andamento della velocità motore e della coppia indicata in funzione dell'angolo di manovella

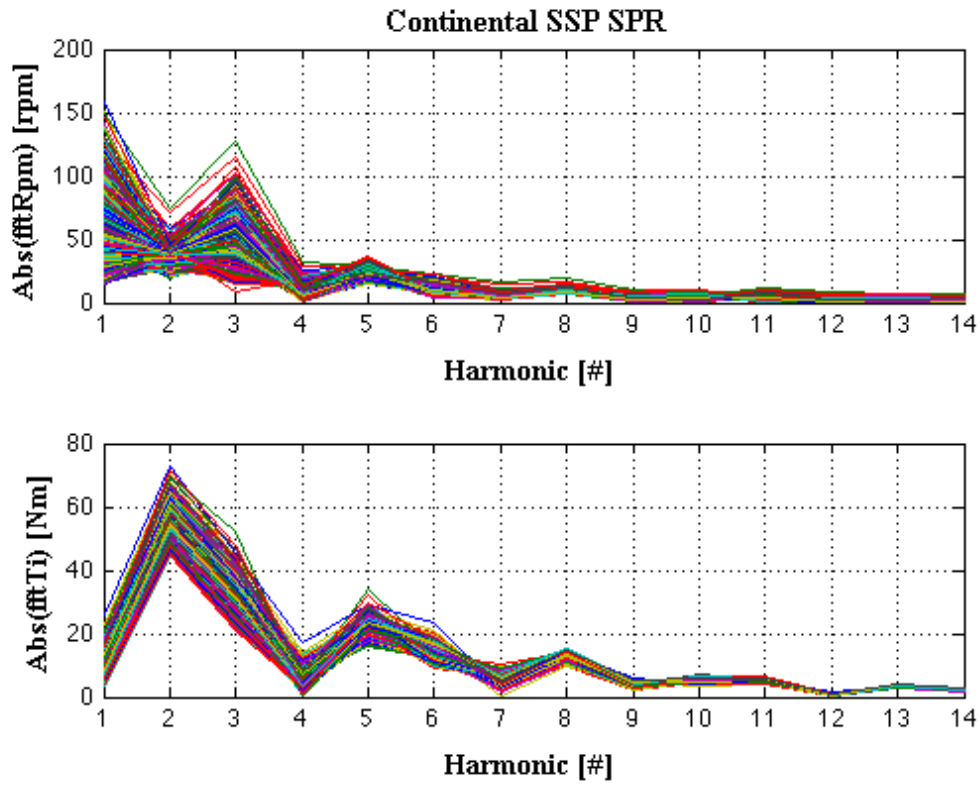


Figura 2.14: rappresentazione dello spettro della velocità motore e della coppia indicata

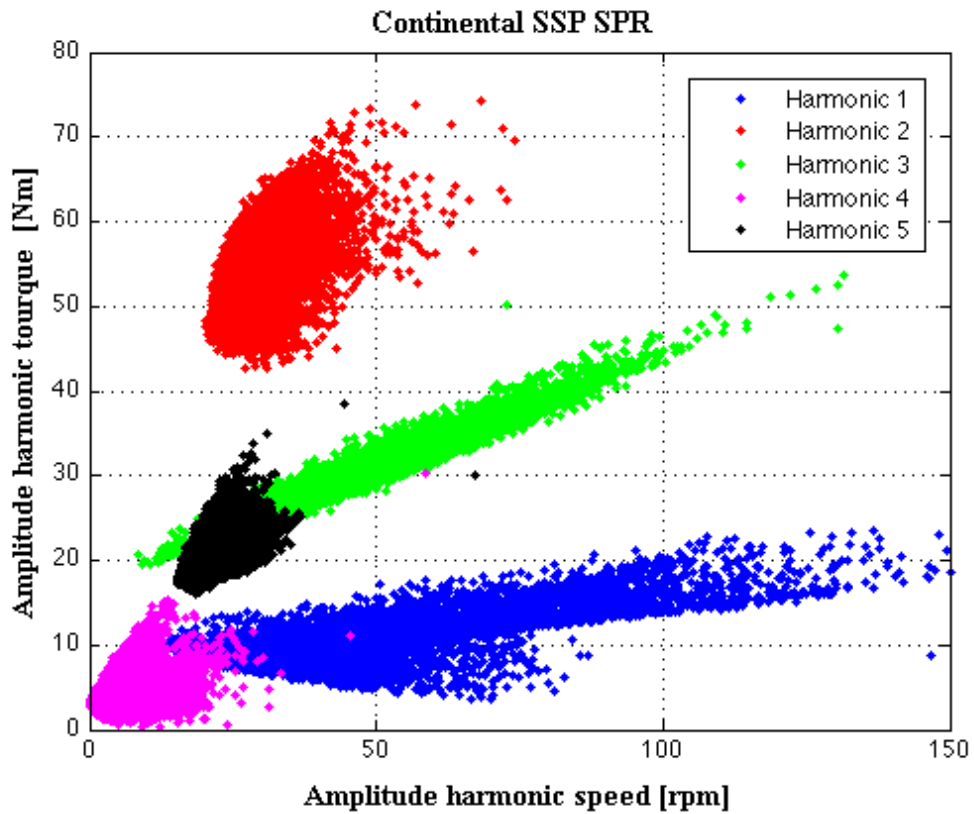


Figura 2.15: correlazione tra le armoniche della velocità motore e della coppia indicata

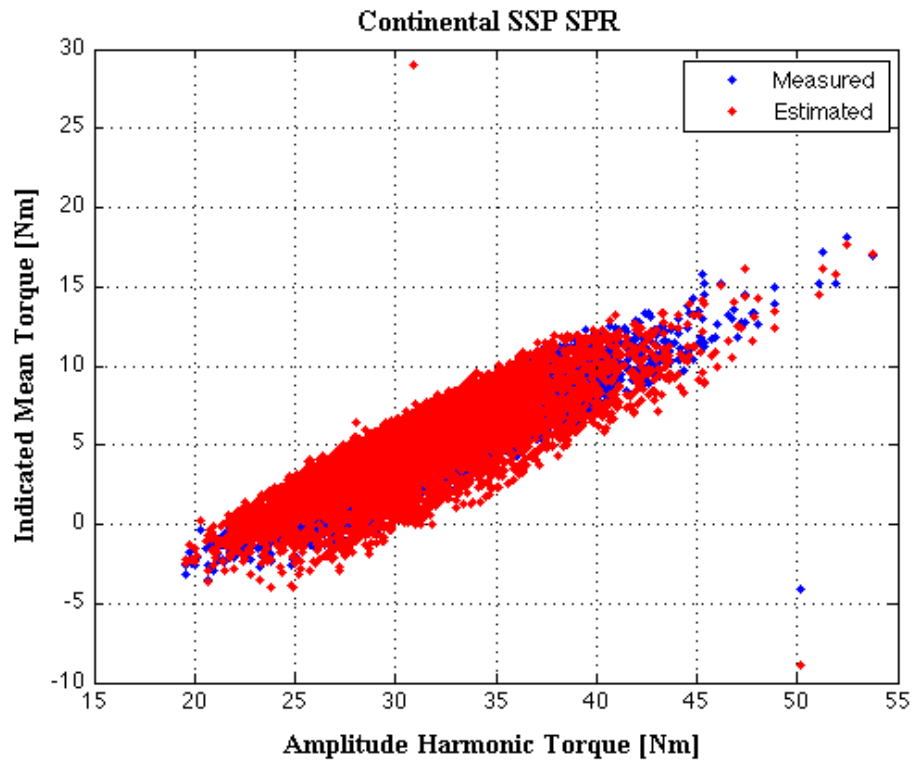


Figura 2.16: confronto tra coppia indicata misurata e stimata in funzione dell'armonica 3 della coppia indicata, ottenuta partendo dal segnale originale e utilizzando la correlazione lineare.

Di seguito sono mostrati gli andamenti di velocità, coppia e i risultati ottenuti dalle stime di coppia per le prove ottenute con iniettore Continental UT SPR e fase 0.

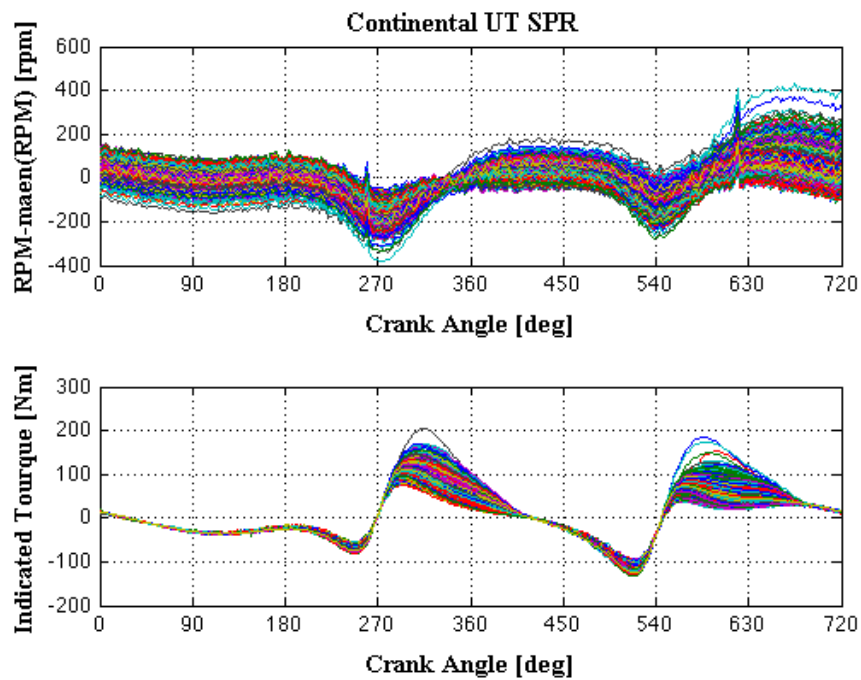


Figura 2.17: andamento della velocità motore e della coppia indicata in funzione dell'angolo dimanovella

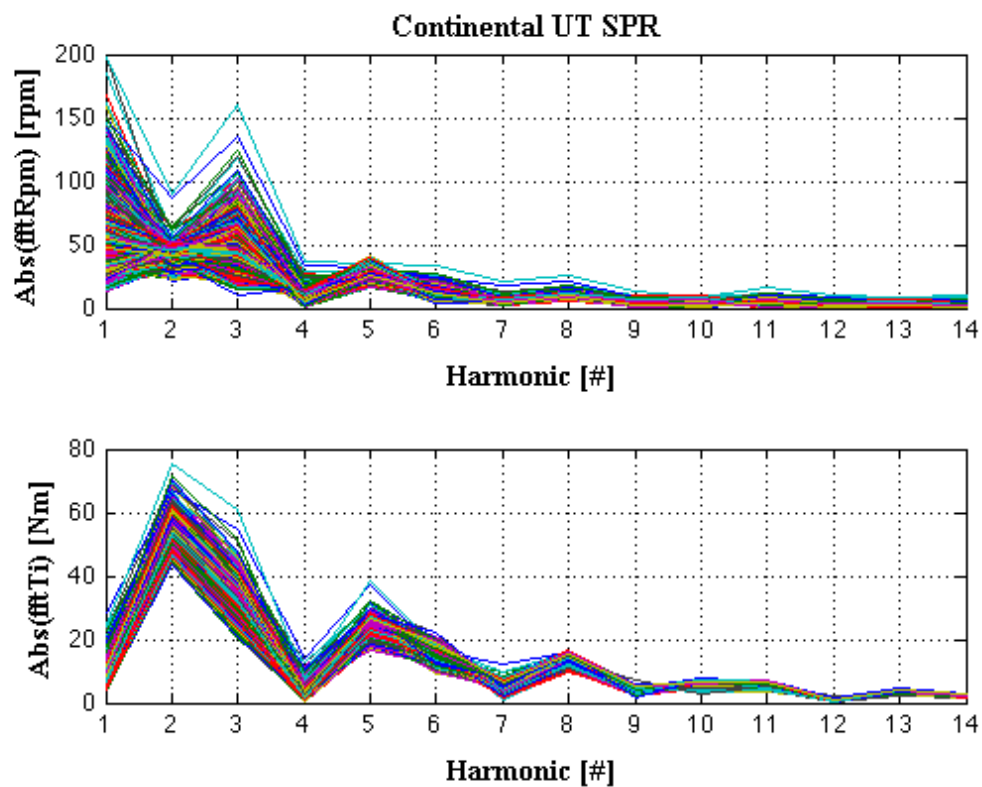


Figura 2.18: rappresentazione dello spettro della velocità motore e della coppia indicata

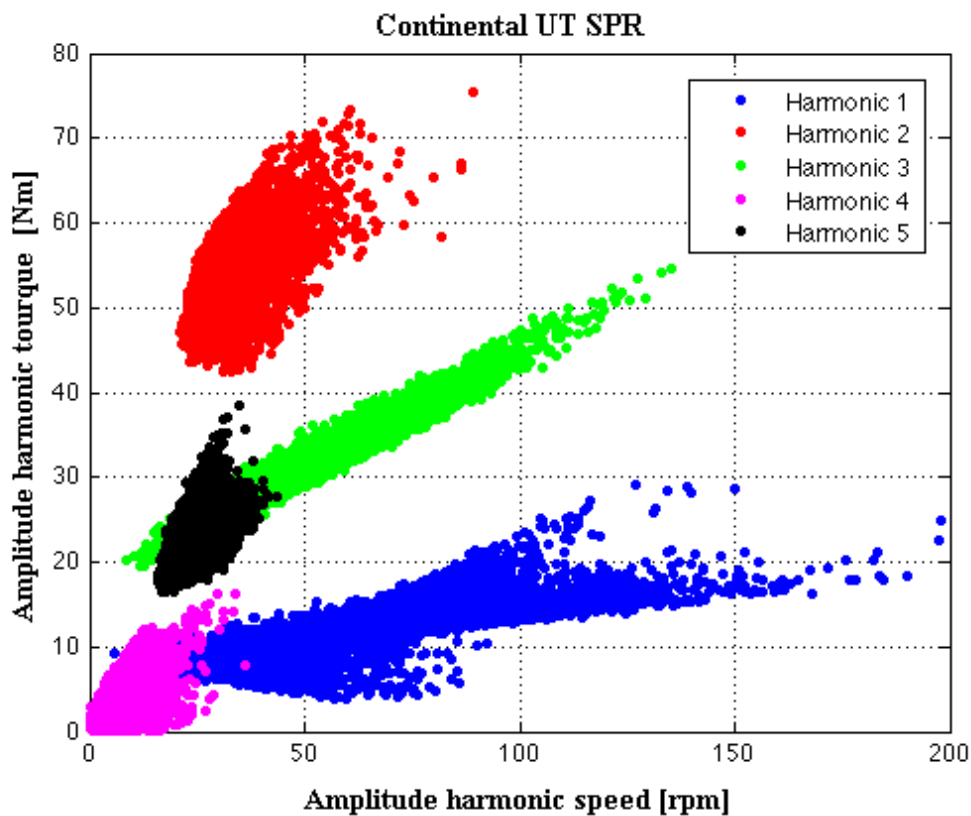


Figura 2.19: correlazione tra le armoniche della velocità motore e della coppia indicata

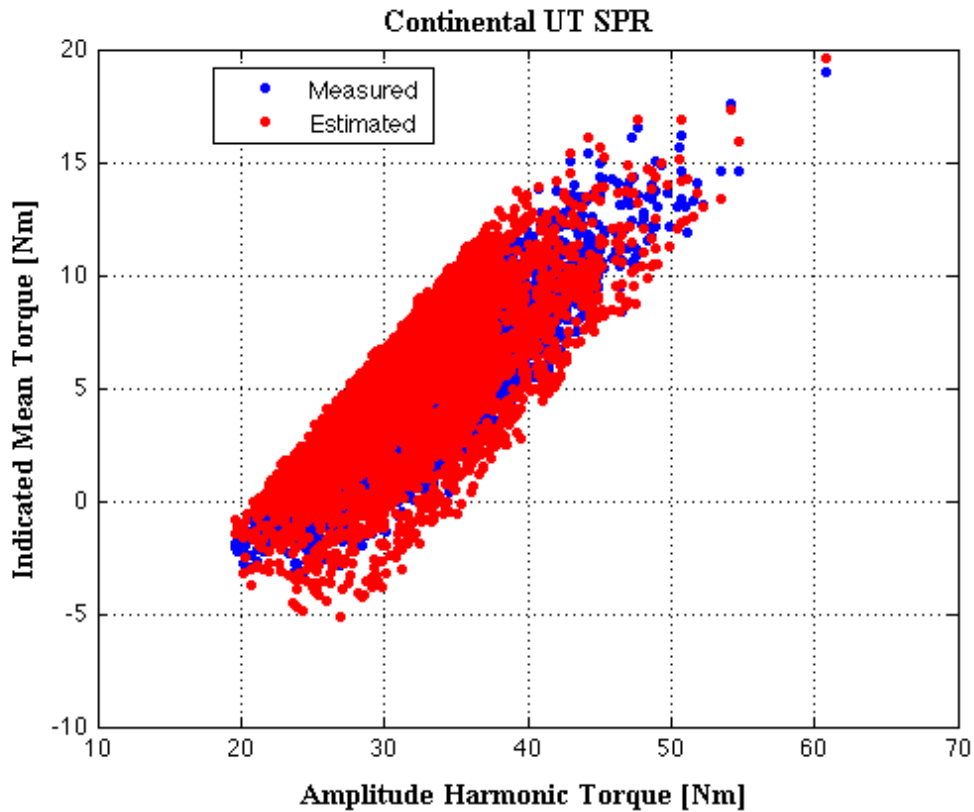


Figura 2.20: confronto tra coppia indicata misurata e stimata in funzione dell'armonica 3 della coppia indicata, ottenuta partendo dal segnale originale e utilizzando la correlazione lineare.

Nella tabella seguente per tutte le prove analizzate è rappresentato lo scarto quadratico medio (Rmse, root means square error) commesso nella stima dell'armonica 3 della coppia indicata (Cp3) e la coppia media indicata sul ciclo motore (Cp0).

Il valore medio della coppia indicata per queste prove varia da 3.5 a 4.5 Nm, quindi gli errori sono percentualmente elevati: tuttavia, come si ricordava in precedenza, queste sono condizioni in cui ci si aspetta che l'errore percentuale sia particolarmente elevato (un 'rumore' di 0.5-1 Nm è da considerarsi normale).

In conclusione, i risultati sono da ritenersi validi, anche se lo strumento analitico impiegato non è generalizzabile: quello che si può affermare senza tema di smentita è che i risultati mostrano una buona riconoscibilità della 'firma' della coppia sulla velocità di rotazione, tanto da consentire una buona ricostruzione, oltre al valore assoluto della coppia prodotta dai due cilindri, anche della sua deviazione standard.

Appurata l'applicabilità dell'algoritmo al motore in esame, il passo successivo dovrebbe essere quello di impiegare uno strumento più complesso (Funzione di trasferimento completa), messo a punto avendo a disposizione dati, possibilmente acquisiti a bordo veicolo, relativi al campo di funzionamento complessivo.

STANDARD		
Segnale Non Filtrato		
Correlazione Rpm3-Cp3	Cp3 [Nm]	Cp0 [Nm]
Rmse	0.62	0.43
CONTINENTAL SSP SPR		
Segnale Non Filtrato		
Correlazione Rpm3-Cp3	Cp3 [Nm]	Cp0 [Nm]
Rmse	1.17	0.91
CONTINENTAL UT SPR		
Segnale Non Filtrato		
Correlazione Rpm3-Cp3	Cp3 [Nm]	Cp0 [Nm]
Rmse	1.22	0.92

Le figure seguenti mostrano come la metodologia, essendo in grado di stimare correttamente in maniera puntuale la coppia indicata, permette anche una stima affidabile della sua deviazione standard. Ciò può avere una certa rilevanza per l'implementazione di strategie di diagnosi, per cui è necessario diagnosticare il deterioramento della stabilità di combustione. Anche in applicazioni motociclistiche questa informazione può essere di grande utilità, specie in parzializzato (o al minimo): a causa delle caratteristiche del propulsore, infatti, la qualità della combustione può deteriorare, fino a portare a fenomeni di backfire o allo spegnimento. La conoscenza della deviazione standard della coppia indicata potrebbe essere utilizzata per compensare queste situazioni. Nei grafici seguenti si mostra, per le tre configurazioni in esame (STD, Continental SSP SPR e Continental UT SPR), come varia la deviazione standard della coppia indicata media sul ciclo al variare di λ .

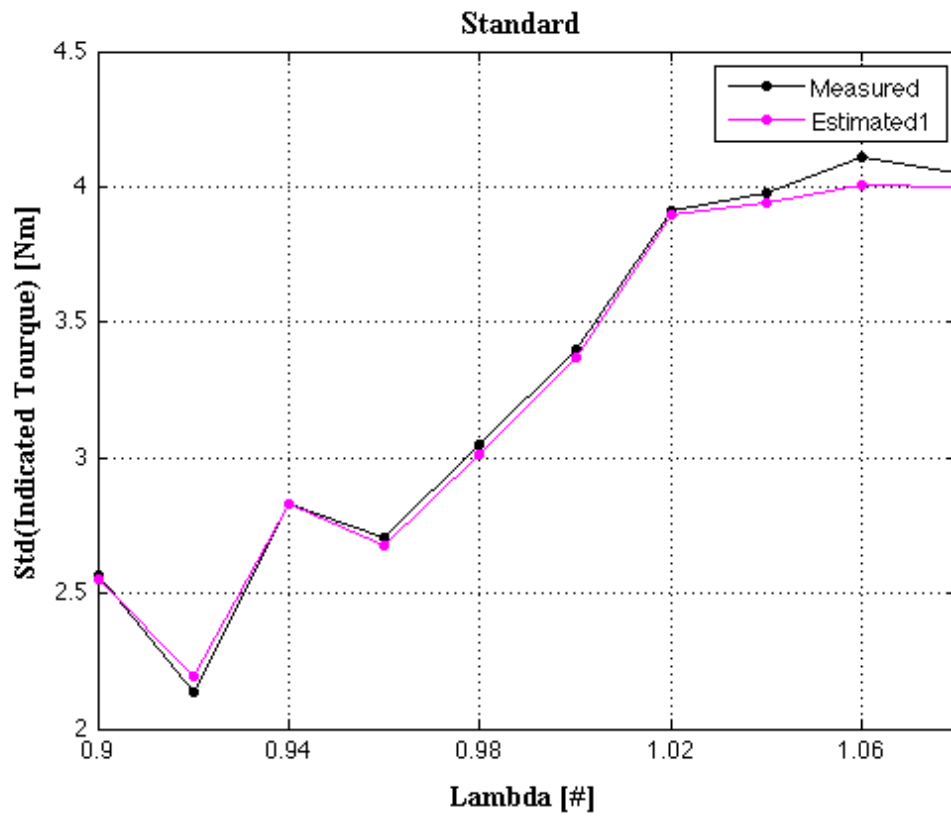


Figura 2.21: andamento della deviazione standard della coppia misurata e stimata in funzione di lambda

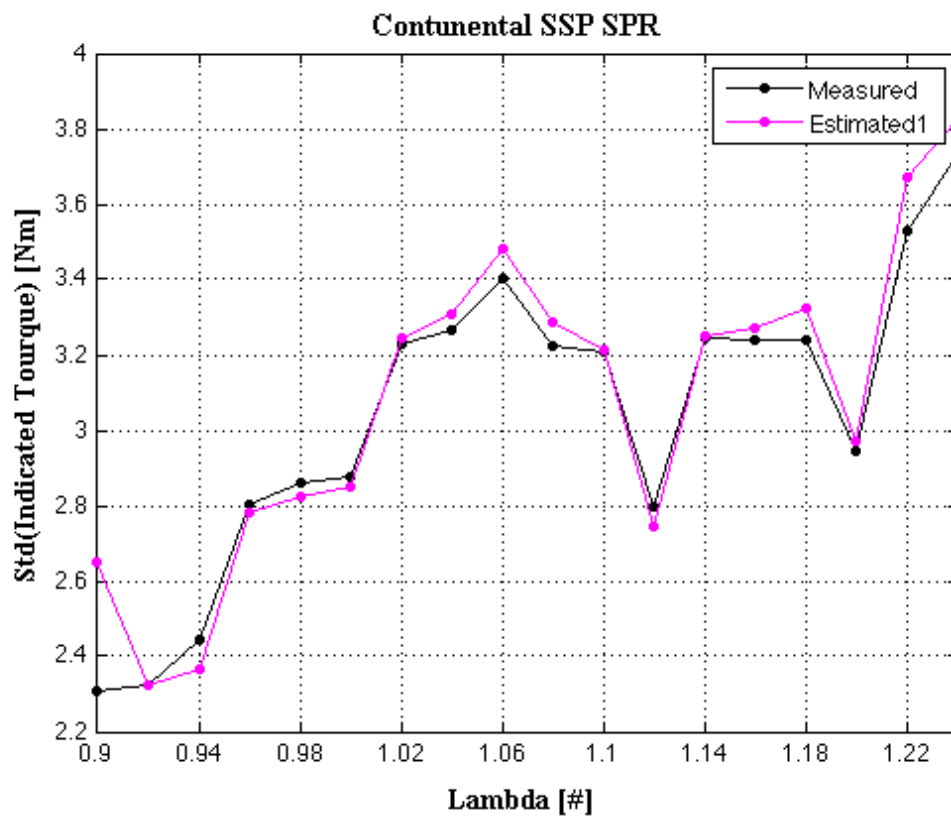


Figura 2.22: andamento della deviazione standard della coppia misurata e stimata in funzione di lambda

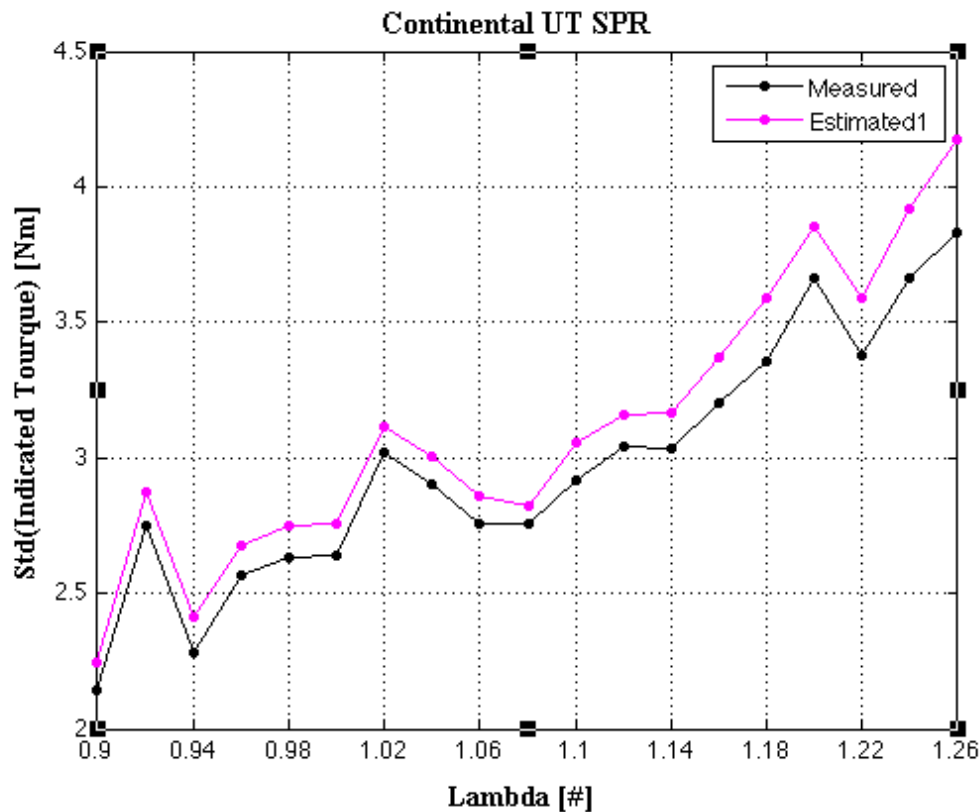


Figura 2.23: andamento della deviazione standard della coppia misurata e stimata in funzione di lambda

2.2. Applicabilità on-board della stima di coppia

Per poter arrivare all'applicazione on-board (anche con una centralina di Rapid Control Prototyping), è necessario rinunciare ad alcune 'semplificazioni' su cui erano basate le precedenti analisi effettuate off-line. Il solo segnale da utilizzare a bordo deve essere il segnale di ruota fonica. Nelle applicazioni tradizionali le ruote foniche sono caratterizzate da un numero di denti che va 20 a 60, spesso con due denti mancanti, quasi sempre montata sull'albero motore (raramente sull'albero a camme).

Questa analisi è stata fatta su un motore bicilindrico su prove al minimo chiamate CONTINENTAL UT_SPR, che identificano iniettore Continental e corpo farfallato modificato (allontanamento iniettore da valvola di aspirazione). In particolare, è stata analizzata la prova in cui si è mantenuta la fase di iniezione costante e si è variato il titolo, partendo da lambda 0.90 verso lambda magri fino a condizione limite di funzionamento.

La ruota fonica in esame è una 48-2 denti, purtroppo non si ha a disposizione il segnale originale della ruota fonica campionato ad alta frequenza e, per poter effettuare comunque quest'analisi, si è deciso di simulare il segnale della ruota fonica partendo dal segnale di velocità motore encoder, 720 tacche per giro motore. Partendo da questo segnale, per simulare la ruota fonica, è stato fatto un sotto-campionamento di un fattore 15 (15° di

risoluzione, corrispondenti a 48 tacche/ciclo). In Figura 2.24 è mostrato il confronto tra l'andamento della velocità motore in un ciclo del segnale encoder (blu) e l'andamento della velocità della ruota fonica simulata (rosso).

A partire da questi due andamenti di seguito sono mostrati i risultati ottenuti stimando la coppia indicata attraverso la correlazione lineare già utilizzata impiegando i dati encoder.

Di seguito, per entrambi i segnali di velocità sono mostrati:

- Confronto andamento di velocità motore e coppia indicata istantanea;
- Confronto del modulo delle armoniche (3) di velocità motore e di coppia indicata istantanea;
- Correlazione tra il modulo delle armoniche di velocità e di coppia indicata;
- Correlazione tra il modulo delle armoniche (3) di velocità e dell'armonica (3) della coppia indicata;
- Correlazione tra il modulo dell'armonica (3) della coppia indicata e la coppia indicata media sul ciclo motore.

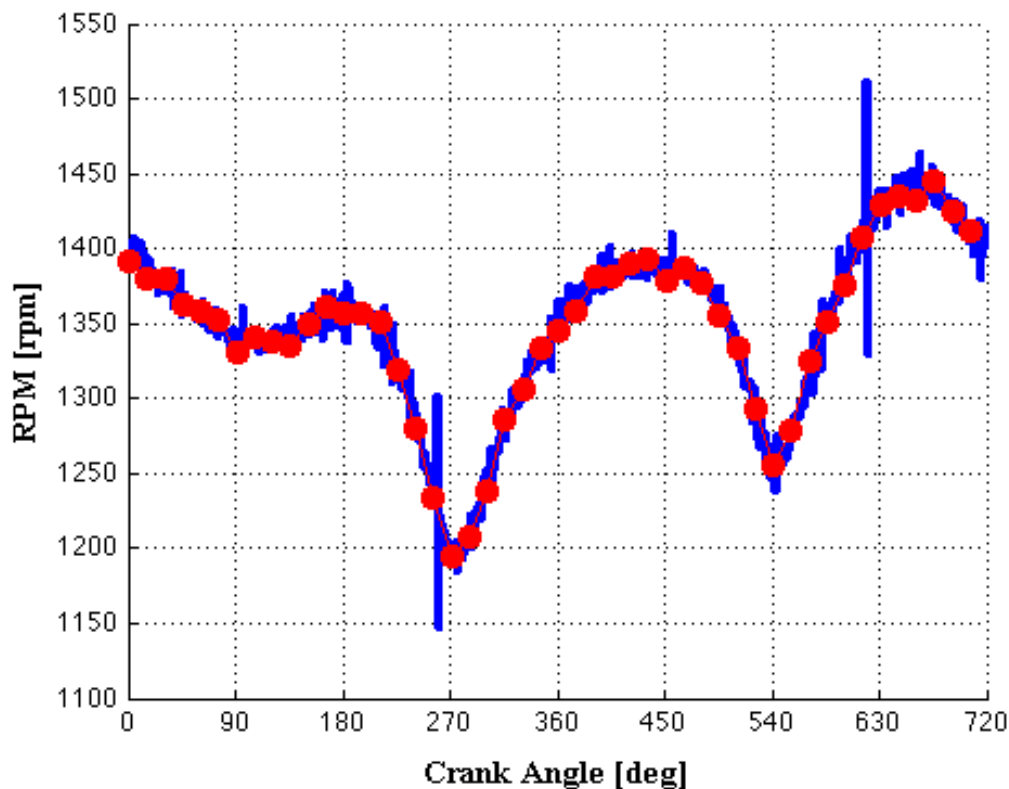


Figura 2.24: Confronto andamento velocità encoder (blu) e ruota fonica simulata (rosso).

Risultati ottenuti partendo dal segnale encoder di velocità motore

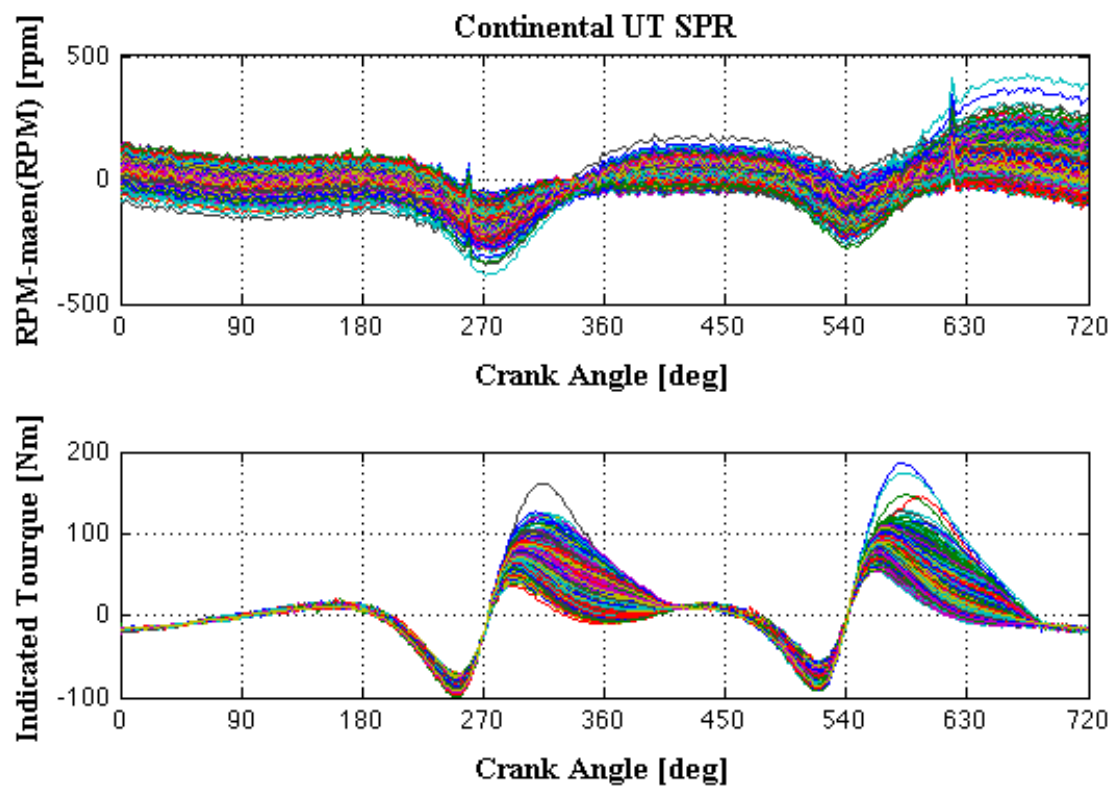


Figura 2.25: Andamento della velocità motore e della coppia indicata in funzione dell'angolo di manovella

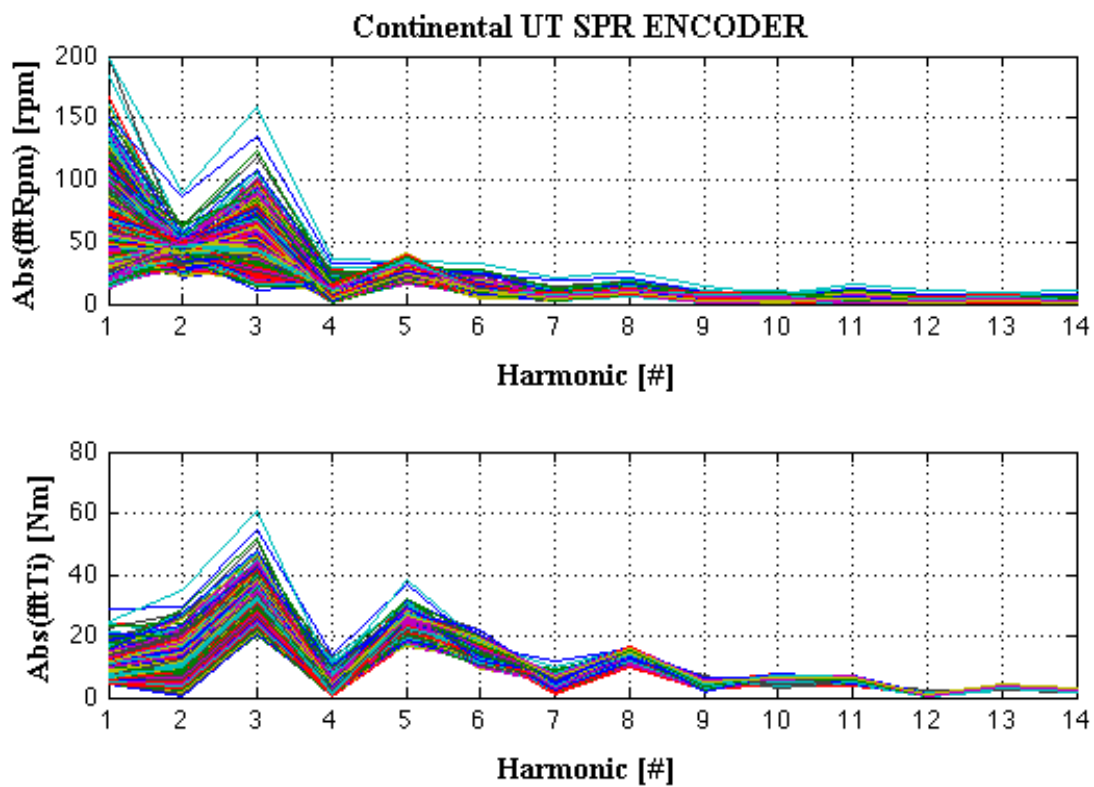


Figura 2.26: rappresentazione dello spettro della velocità motore e della coppia indicata

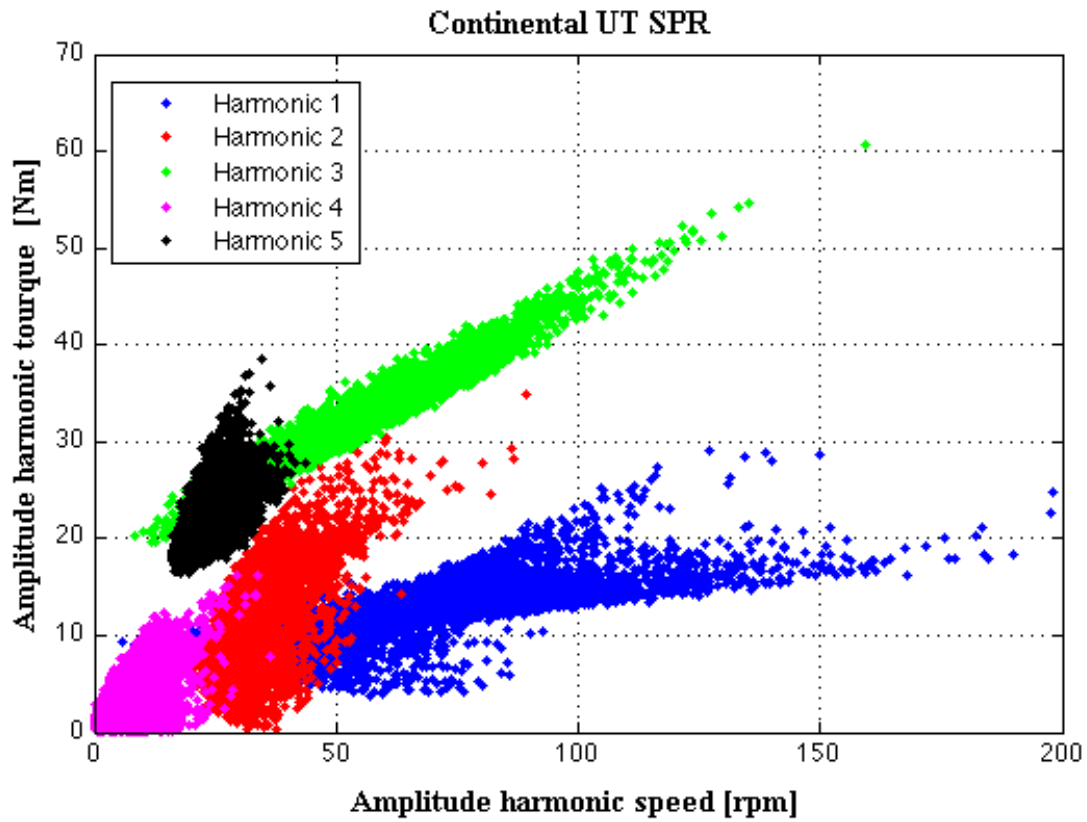


Figura 2.27: correlazione tra le armoniche della velocità motore e della coppia indicata

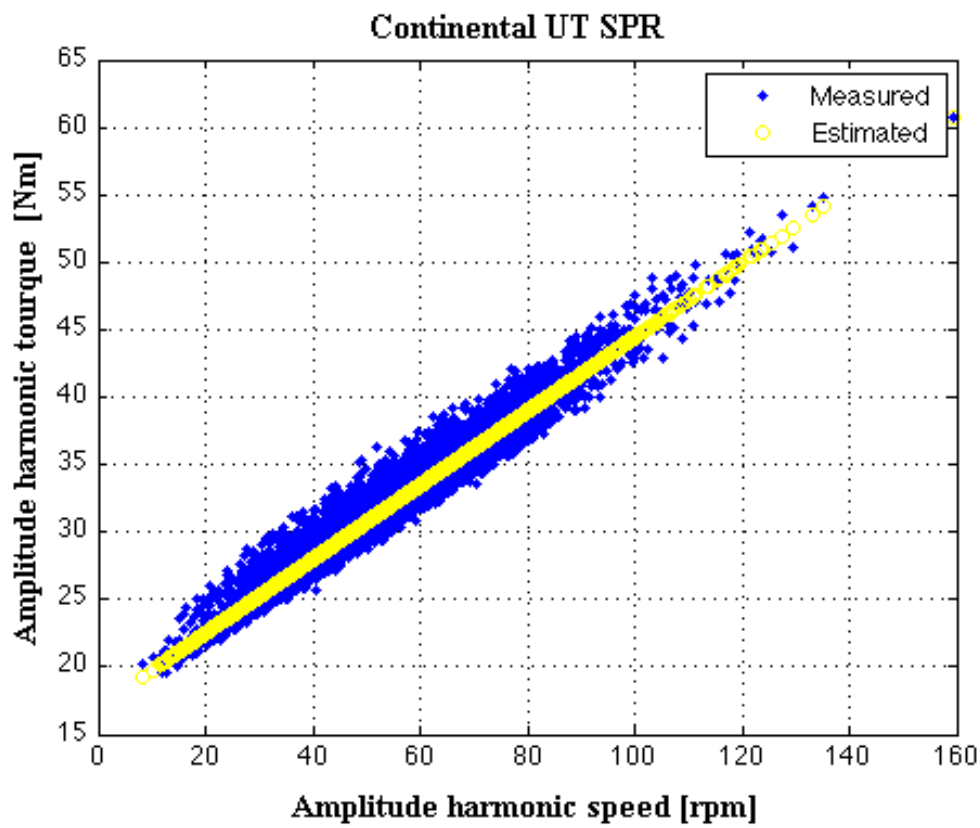


Figura 2.28: Correlazione armonica 3 di velocità originale e armonica 3 di coppia indicata misurata e stimata

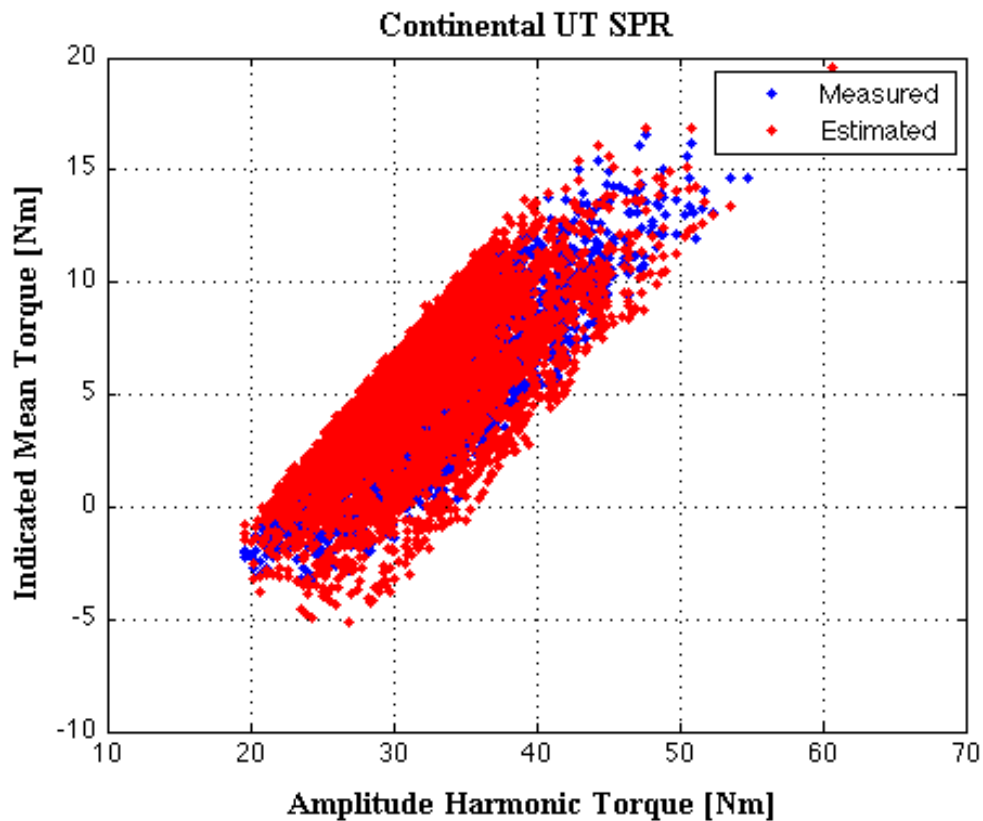


Figura 2.29: Confronto tra coppia indicata misurata e stimata in funzione dell'armonica 3 della coppia indicata, ottenuta partendo dal segnale originale e utilizzando la correlazione lineare.

Risultati ottenuti partendo dal segnale simulato di ruota fonica

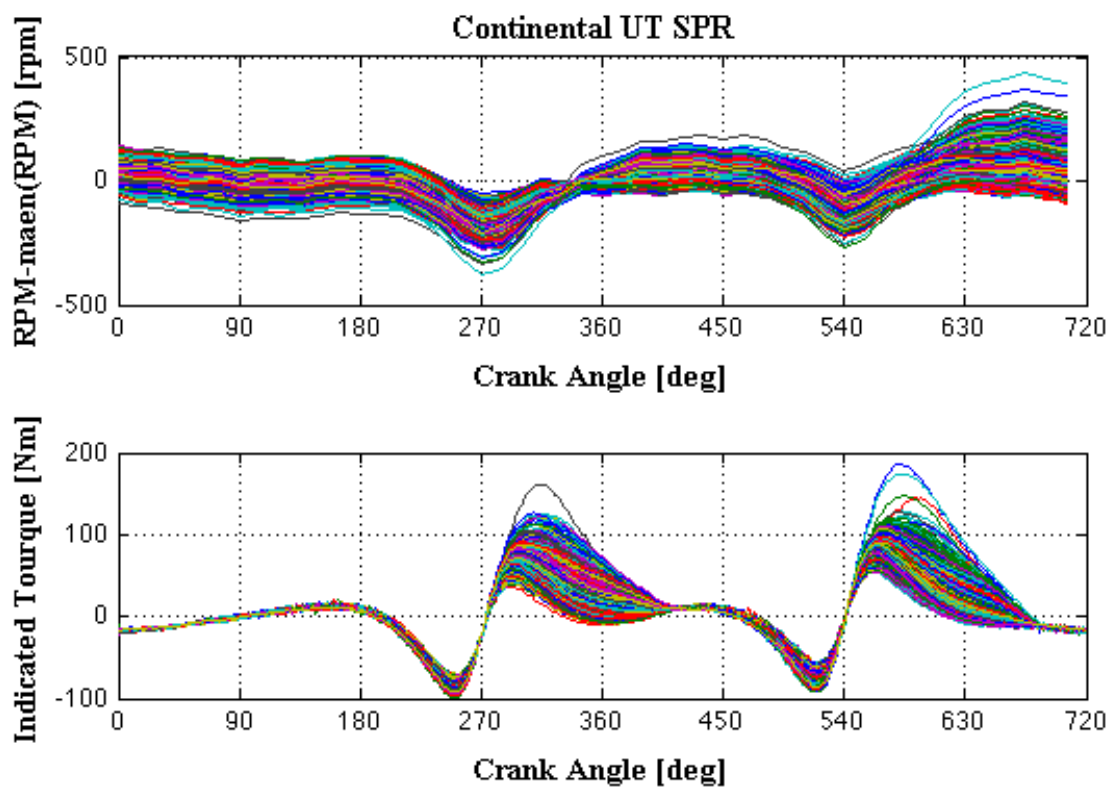


Figura 2.30: Andamento della velocità motore e della coppia indicata in funzione dell'angolo di manovella

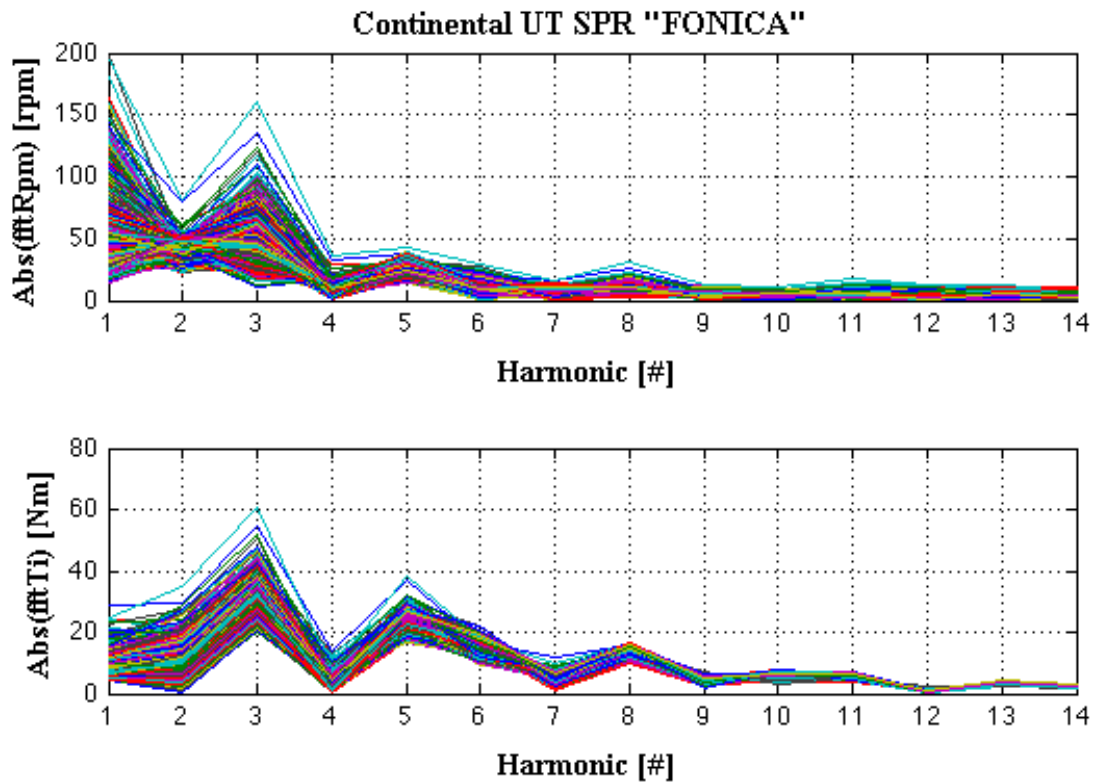


Figura 2.31: rappresentazione dello spettro della velocità motore e della coppia indicata

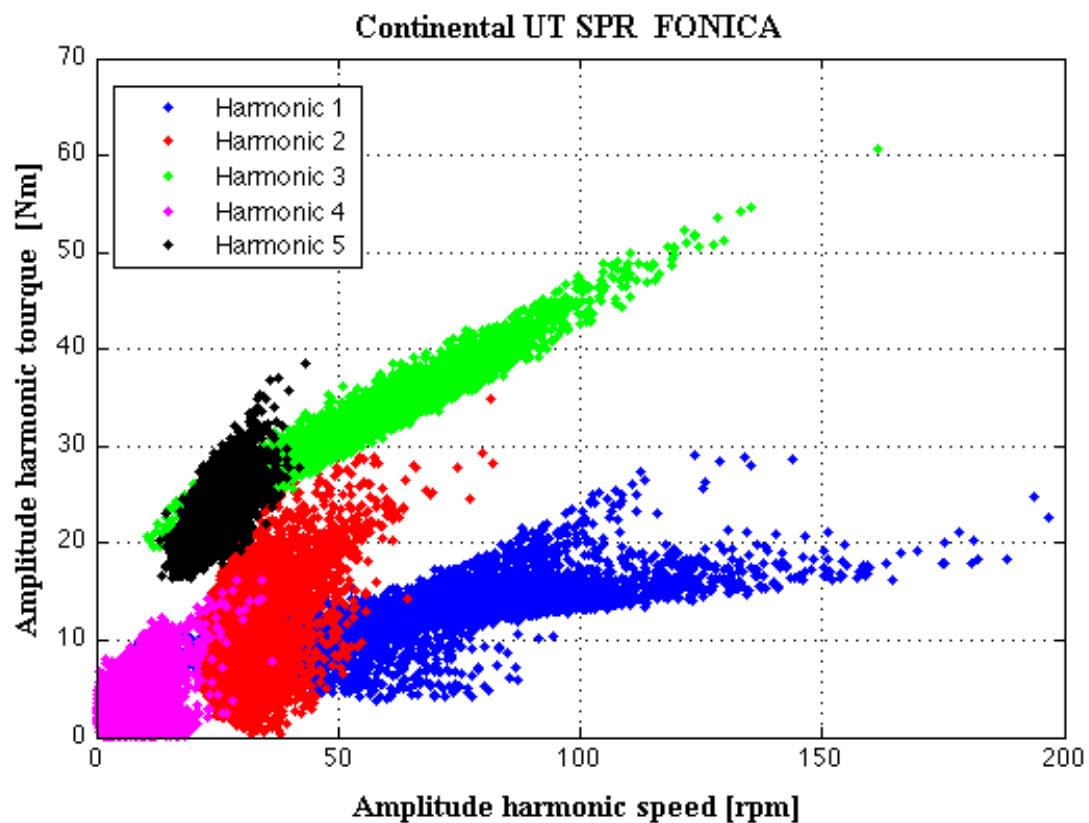


Figura 2.32: correlazione tra le armoniche della velocità motore e della coppia indicata

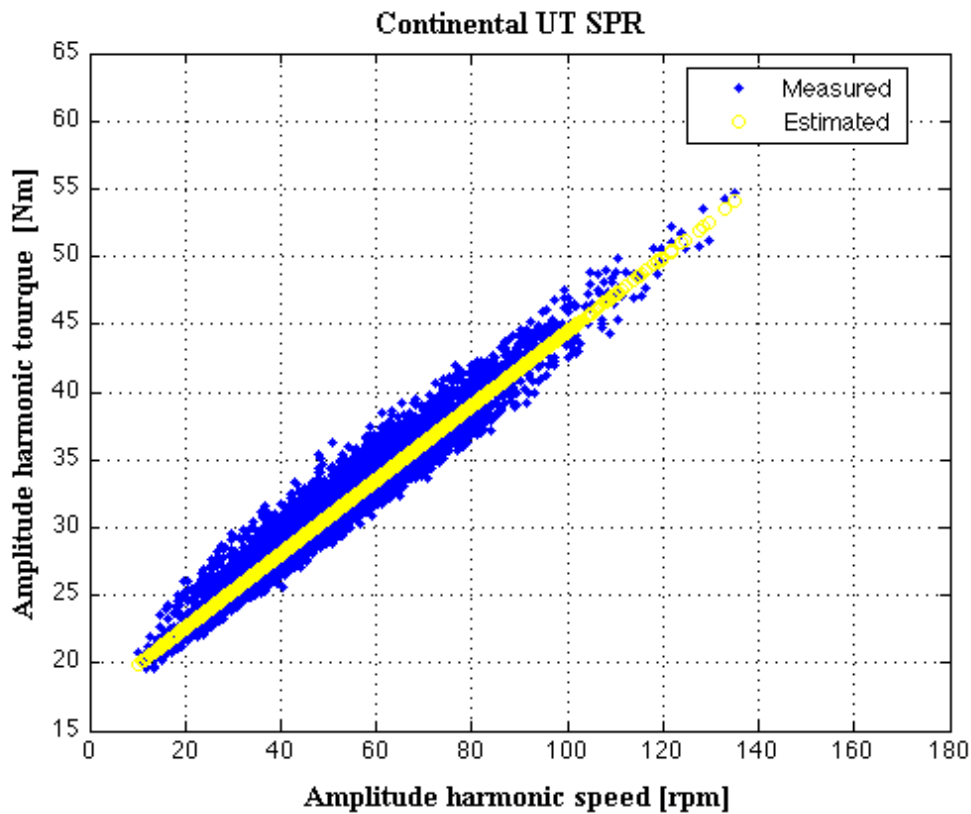


Figura 2.33: Correlazione armonica 3 di velocità originale e armonica 3 di coppia indicata misurata e stimata

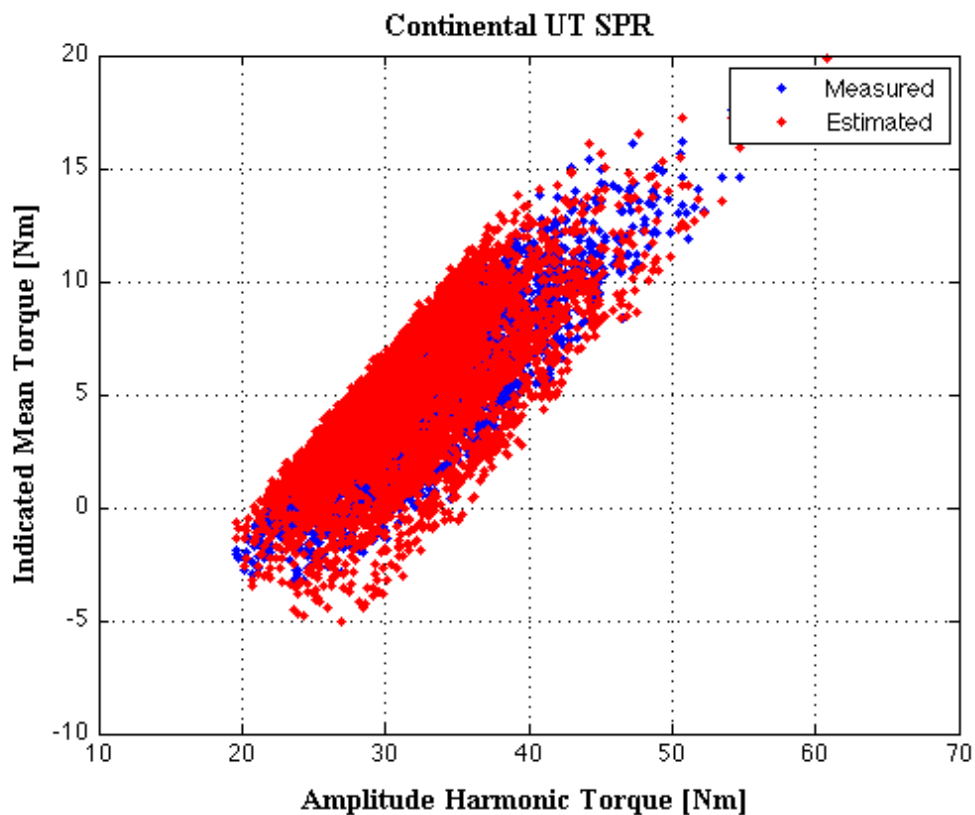


Figura 2.34: Confronto tra coppia indicata misurata e stimata in funzione dell'armonica 3 della coppia indicata, ottenuta partendo dal segnale originale e utilizzando la correlazione lineare.

Nella tabella seguente è rappresentato lo scarto quadratico medio (RMSE, Root Mean Square Error) commesso nella stima dell'armonica 3 della coppia indicata (Cp3) e la coppia media indicata sul ciclo motore (Cp0): l'incremento dell'errore è dovuto all'impiego di 48 tacche/ciclo invece delle 720 impiegate in precedenza. Tale errore però, è da considerarsi trascurabile. Questo risultato era prevedibile, in quanto, avendo a disposizione 48 valori che identificano l'andamento della velocità in un ciclo motore anziché 720, si perdono le informazioni sulle armoniche superiori alle 23-esima, mentre sulle prime armoniche si riescono ad avere delle ottime informazioni. Per la stima di coppia l'interesse è proprio focalizzato sulle armoniche basse e questo rende possibile l'analisi utilizzando la stessa ruota fonica che viene impiegata per individuare la velocità motore.

Il segnale proveniente dalla ruota fonica non sarà esattamente uguale a quello simulato partendo dal segnale encoder, ma il contenuto in frequenza che possiede è molto simile e di conseguenza l'errore che si commette è praticamente trascurabile.

In conclusione, l'algoritmo richiede semplicemente la valutazione della sequenza dei tempi dente della ruota fonica, il calcolo della terza componente armonica della velocità di rotazione, e la funzione di Risposta in Frequenza. La complessità è forse più spostata sulla calibrazione che sull'uso in tempo reale del metodo. L'unico requisito di fondamentale importanza è la disponibilità della sequenza dei tempi-dente al controllore che svolge i calcoli: questo significa che la parte del sistema di controllo che gestisce il monitoraggio della posizione angolare deve poter inviare periodicamente (ad esempio dopo ogni combustione, oppure una volta al ciclo) la sequenza dei tempi-dente, in modo che il controllore che applica l'algoritmo ne possa estrarre le componenti armoniche, valutando la coppia indicata attraverso la funzione di risposta in frequenza.

CONTINENTAL UT SPR		
Segnale Encoder		
Correlazione Rpm3-Cp3	Cp3 [Nm]	Cp0 [Nm]
Rmse	1.22	0.92
Segnale "Ruota Fonica"		
Correlazione Rpm3-Cp3	Cp3 [Nm]	Cp0 [Nm]
Rmse	1.24	0.94

3. Realizzazione di un sistema imbarcabile per analisi in tempo reale

Per poter realizzare un sistema che funzioni in tempo reale in cui implementare diversi algoritmi, per esempio quello si stima di coppia; è necessario partire dalla una piattaforma in grado di calcolare i più comuni parametri indicando su cui integrare in nuovi algoritmi. Prima di iniziare la progettazione di un sistema imbarcabile in tempo reale è necessario conoscere i trasduttori che normalmente vengono utilizzati in ambito automotive e le problematiche che insorgono campionando segnali derivanti da questi.

3.1. Campionamento dei segnali

3.1.1. Trasduttori di misura della posizione angolare

Il condizionamento dei segnali di posizione è necessario per renderne compatibile l'acquisizione con sistemi digitali e dipende dal tipo di sensore usato. I più comuni sono raggruppabili in tre categorie: ottici, a riluttanza variabile o ad effetto hall.

I sensori ottici: Un trasduttore per la misura della posizione ottico è composto da due parti, un emettitore e un ricevitore. Un LED (Light Emitting Diode), tipicamente a luce infrarossa, genera un fascio luminoso orientato verso il disco encoder, parallelamente al suo asse di rotazione. Dalla parte opposta un fotodiodo converte in segnale elettrico la radiazione infrarossa incidente. L'alternanza di fessure e materiale opaco, genera una corrente di intensità variabile attraverso il fotodiodo, che un opportuno circuito elettronico converte in un segnale in tensione a forma d'onda quadra in uscita dal trasduttore. Le caratteristiche dinamiche del sensore dipendono dal tempo di reazione del LED e del fotodiodo, tipicamente inferiori al μs . Questo ritardo non dipende dalle condizioni operative e può essere considerato costante. Il trasduttore richiede alimentazione elettrica a bassa tensione e la sua uscita è di tipo TTL (Transistor-Transistor Logic), pertanto è direttamente interfacciabile con dispositivi di acquisizione digitale.

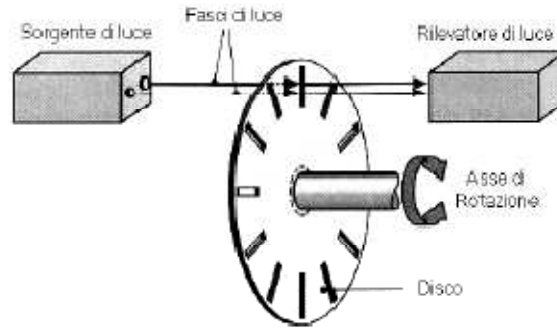


Figura 3.1: Esempio di encoder ottico incrementale

I sensori magnetici a riluttanza variabile. Storicamente i sensori a riluttanza variabile, abbreviato in VRS (VariableReluctance Sensor), sono stati i primi ad essere impiegati dall'industria automobilistica e tuttora sono i più diffusi. Sono sensori passivi e quindi non richiedono alimentazione esterna per funzionare. Come si vede nella Figura 3.2, sono composti da un rotore e da uno statore. La parte rotorica, solidale all'albero motore, è tipicamente una ruota fonica realizzata di materiale ferromagnetico. La parte statorica, il sensore vero e proprio, è un magnete permanente a forma cilindrica, sulla cui parte superiore, vicina alla ruota, poggia un nucleo di materiale ferromagnetico, circondato da un avvolgimento elettrico che forma una bobina. Il movimento della ruota fonica, crea un susseguirsi di denti e vani che si affacciano al sensore, che si traduce in una variazione di traferro con conseguente variazione della permeabilità magnetica. La permeabilità magnetica può essere espressa come funzione periodica di q , $\mu(q)$, dove l'angolo q rappresenta la posizione di un riferimento scelto sulla ruota rispetto alla mezzeria del polo del sensore. La permeabilità diventa massima quando il sensore è affacciato a uno dei denti e diventa minima quando si affaccia a un vano. La variazione di permeabilità comporta la variazione della riluttanza del circuito magnetico, cui segue una variazione del flusso magnetico F , secondo la relazione:

$$\Phi = \frac{F_m}{\mathfrak{R}}$$

dove F_m è la forza magnetomotrice del magnete permanente e \mathfrak{R} la riluttanza magnetica, pertanto ϕ è a sua volta una funzione periodica di ϑ . Il segnale prodotto da un sensore VRS è la tensione $e(t)$ generata nell'avvolgimento dalla variazione del flusso concatenato globale ψ che, secondo la legge di Faraday, è esprimibile come:

$$e(t) = \frac{d\psi}{dt} = -\frac{d}{dt} \left[\sum_{i=1}^N \phi_i \right]$$

in cui ϕ_i indica il flusso concatenato ad ogni singola spira della bobina, pari alla somma del flusso disperso e di quello che attraversa il traferro. I VRS sono progettati appositamente per funzionare con ampi traferri consentendo di allentare le tolleranze di lavorazione.

L'equazione vista sopra mostra la dipendenza della tensione in uscita da $\frac{d\phi}{dt}$ ma:

$$\frac{d\phi}{dt} \propto \frac{d\vartheta}{dt} \propto \omega$$

si deduce quindi che la tensione in uscita sarà funzione della velocità di rotazione. Non è inusuale raggiungere tensioni picco-picco superiori ai 100V. Questa caratteristica rende necessario l'utilizzo di sistemi di condizionamento del segnale per permetterne l'acquisizione con un sistema digitale. Per quanto riguarda le caratteristiche dinamiche del sensore, in particolare il ritardo, è stato necessario effettuare prove sperimentali, dato che nessun costruttore fornisce tali informazioni nei datasheet. Questa verifica è molto semplice, se si dispone di un encoder ottico da usare come riferimento. Supponendo noto il ritardo del sensore ottico, che in genere è fornito a corredo (ed è comunque molto inferiore a quello dei sensori magnetici), ed effettuando misure di posizione angolare a diversi regimi di rotazione, è possibile misurare l'errore di posizione tra il sensore in esame e quello di riferimento. Lo sfasamento angolare è facilmente correlabile con il ritardo del sensore tramite un fattore funzione solamente della velocità rotazionale:

$$\text{Delay} \propto \frac{d\vartheta}{\text{RPM}}$$

tipicamente i valori di $d\vartheta$ si dispongono su una retta a coefficiente angolare positivo, a testimonianza della presenza di un ritardo temporale costante. I valori misurati con diverse tipologie di sensori VRS, variano tra i 10 μs e i 40 μs .

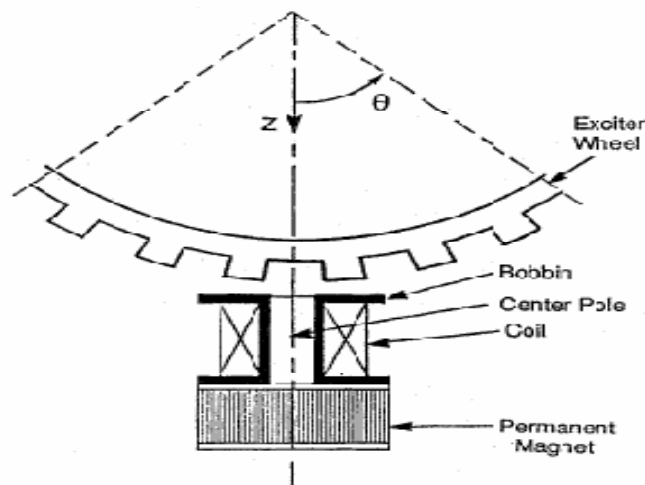


Figura 3.2: Sensore a riluttanza variabile (VRS)

I sensori ad effetto Hall. I dispositivi ad effetto Hall comunemente utilizzati come sensori incrementali di posizione e velocità di un MCI sono del tipo rappresenta in Figura 3.4 Il sensore è costituito da un magnete permanente, che porta fra i poli l'elemento sensibile, disposto in prossimità di una ruota fonica, la cui rotazione modula il campo magnetico sviluppato dallo stesso magnete. L'effetto Hall fu osservato per la prima volta da Eduard H. Hall nel 1879. Secondo questo fenomeno le proprietà elettriche di alcuni materiali dipendono dal campo magnetico al quale sono esposti. Si consideri a tal proposito una lamina, composta da un conduttore, o da un semiconduttore, attraversata da una corrente, i ,

immersa in un campo magnetico, generato dalla induzione magnetica B , come rappresentato in Figura 3.3.

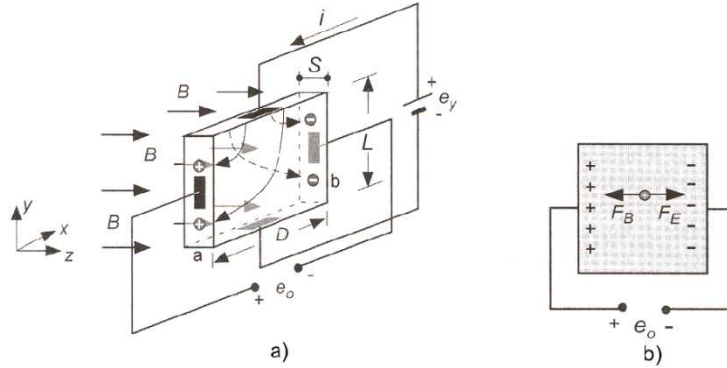


Figura 3.3: Schematizzazione di un sensore ad effetto Hall

La lamina ha una larghezza D , uno spessore S , e un'altezza L ; la corrente, i , che l'attraversa, è generata da una forza elettromotrice e_y . Le cariche, q , attraversando il campo magnetico, \vec{B} , con una velocità \vec{c}_y , sono soggette alla forza di Lorentz:

$$\vec{F}_B = q \cdot \vec{c}_y \wedge \vec{B}_z$$

Se i vettori \vec{c}_y , e \vec{B} sono fra loro ortogonali, la forza \vec{F}_B , per la regola della mano destra, ha la direzione dell'asse x (con riferimento alla figura) e il verso opposto, per cui le cariche elettriche positive si addensano sulla faccia a della lamina, mentre quelle negative sulla faccia b , come mostrato in figura. Questo addensamento di cariche sulle due facce opposte genera all'interno della lamina un campo elettrico, \vec{E}_x , di intensità crescente, man mano che le cariche elettriche si accumulano. Questo campo elettrico esercita su queste cariche una forza, \vec{F}_E , che si oppone a quella prodotta dal campo magnetico. Il fenomeno dell'addensamento delle cariche termina, quando l'intensità della forza elettrica uguaglia quella magnetica, cioè

$$\vec{F}_B = \vec{F}_E \Rightarrow q \cdot E_x = q \cdot c_y \cdot B$$

Tenendo conto della relazione che lega la velocità, \vec{c}_y , delle cariche alla mobilità, μ , delle cariche stesse:

$$\mu = \frac{c_y}{E_y}$$

e delle relazioni che legano il campo elettrico alle dimensioni della lamina:

$$E_y = \frac{e_y}{L} E_x = \frac{e_0}{D}$$

Si ottiene

$$e_0 = \left(\mu \cdot \frac{e_y}{L} \cdot D \right) \cdot B = k \cdot B$$

[40]

La costante, k , dipende dalla mobilità delle cariche elettriche e dato che questa grandezza è molto maggiore nei semiconduttori, rispetto ai conduttori, nei sensori ad effetto Hall si utilizzano semiconduttori. E' un sensore che necessita di alimentazione e che, per sua intrinseca natura, si interfaccia molto bene con dispositivi elettronici. Il segnale in uscita infatti, ha forma d'onda quadra con tensione compatibile TTL. Anche per questa tipologia di sensori occorre caratterizzare il ritardo di trasmissione dell'informazione. La metodologia è la stessa indicata nella sezione precedente. La tecnologia costruttiva di questi trasduttori in genere consente prestazioni dinamiche migliori rispetto ai VRS, con ritardi che oscillano tra i $5\mu s$ e i $30\mu s$.

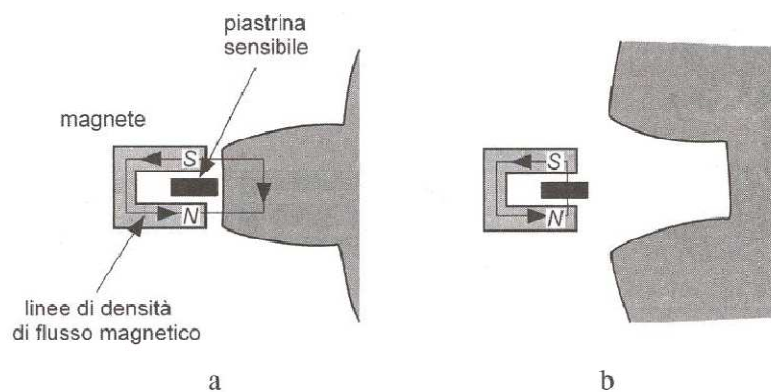


Figura 3.4: Sensore ad effetto hall

3.1.2. Trasduttori di pressione

La pressione nel cilindro è la grandezza più importante per l'analisi della combustione nei MCI: la sua effettuazione deve prevedere, oltre al trasduttore di pressione, un trasduttore di posizione angolare dell'albero motore, dato che gran parte delle valutazioni richiede la conoscenza del valore di pressione nel dominio angolare. L'importanza della misura è però accompagnata da numerose difficoltà nella sua corretta esecuzione, poiché numerose sono le cause che possono portare all'insorgere di errori o di situazioni tali da far perdere il significato ai valori misurati. Attualmente la catena di misura più diffusa e consolidata, in pratica quella ritenuta affetta da meno errori, è quella costituita da un sensore piezoelettrico e da un sensore di carica. Per la misura della pressione all'interno del cilindro si utilizza un **trasduttore piezoelettrico**: esso è costituito da una membrana elastica a contatto, da una parte, con il fluido di cui si vuole misurare la pressione e, dall'altra, con una piastrina di materiale piezoelettrico, alla quale trasmette una forza data dalla pressione incognita moltiplicata per l'area efficace (nota).

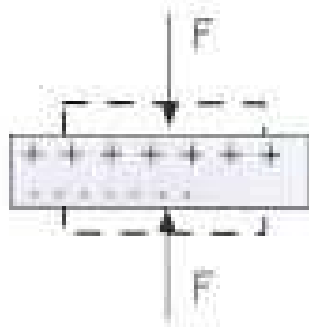


Figura 3.5: Una piastrina piezoelettrica sottoposta ad una forza F si deforma e libera cariche elettriche

La piastrina, si comprime, liberando sulle sue superfici una quantità di cariche elettriche direttamente proporzionale alla deformazione subita x_i e, quindi alla pressione da misurare:

$$Q = -k_q \cdot x_i = -k_p \cdot p$$

Dove il segno meno sta ad indicare il segno delle cariche liberate rispetto al verso della pressione p .

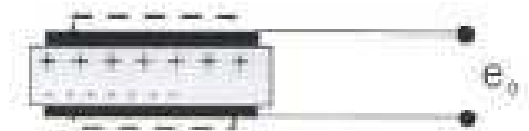


Figura 3.6: trasduzione delle cariche liberate in tensione, ai capi di un condensatore sulle due lamine metalliche

La carica Q , raccolta dalle due lamine metalliche poste a contatto con le due facce della piastrina, si trasforma in una tensione e_0 ai capi del condensatore, formato dalle suddette lamine, che ne costituiscono le armature. Detta C_a la capacità del condensatore così costruito, è possibile scrivere:

$$e_0 = \frac{Q}{C_a} = -\frac{k_p \cdot p}{C_a}$$

Dal punto di vista del funzionamento elettrico, il trasduttore, schematicamente raffigurato in Figura 3.7, può essere rappresentato da un circuito composto da un generatore di corrente, da una resistenza (R_a) e da un condensatore di capacità (C_a) tutti posti in parallelo tra di loro:

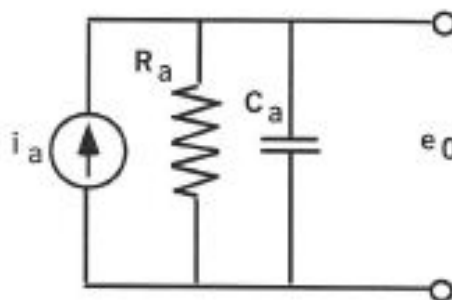


Figura 3.7: modello elettrico del trasduttore di pressione

Generalmente la capacità Ca è dell'ordine di 10^3 pF ($1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F}$), mentre la resistenza Ra è dell'ordine di $10^{11} \Omega$. La corrente elettrica generata nel tempo dalla variazione di pressione p è:

$$i_a = \frac{dQ(t)}{dt} = -k_p \cdot \frac{dp(t)}{dt}$$

Lo strumento così ottenuto è dotato delle caratteristiche tipiche dei sensori piezoelettrici, come elevata frequenza naturale, ampio campo di linearità ed isteresi trascurabile. Uno degli aspetti negativi che lo riguardano è però la sensibilità agli shock termici, dovuti alle elevate temperature che si raggiungono, soprattutto agli alti carichi, in camera di combustione, alla quale deve essere necessariamente connesso. Per effetto di tali shock termici, l'elemento sensibile subisce delle deformazioni, che ne modificano la caratteristica della risposta; al calare della temperatura della membrana, le deformazioni sono recuperate, ed il trasduttore torna a rispondere secondo le modalità note: il risultato è però una notevole alterazione del dato misurato per un certo numero di cicli (quelli ai carichi termici più alti e quelli ad essi seguenti).



Figura 3.8: da sinistra, sensori di pressione raffreddato, non raffreddati e integrati

Fra i sensori offerti dalle case produttrici, quelli raffreddati ad acqua presentano indubbiamente una minore influenza al fenomeno dello shock termico. Il montaggio di tali sensori nella testa del cilindro, tuttavia, non è sempre facile, sia per i motivi di ingombro e per la difficoltà nel determinare un adeguato posizionamento all'interno della camera. D'altra parte, per i sensori non raffreddati, grazie al loro minore ingombro, presentano il vantaggio di essere alloggiati all'interno di una candela o al posto delle candele nei motori ad accensione per compressione. Presentano comunque lo svantaggio di più elevate distorsioni della misura. La tensione e_0 in uscita dalla piastrina piezoelettrica è molto bassa, e deve essere amplificata per essere utilizzabile nella misura della pressione p : a tal scopo viene utilizzato un **amplificatore di carica**, collegato al trasduttore piezoelettrico, mediante un cavo coassiale. L'amplificatore di carica, è sostanzialmente un amplificatore

operazionale, contro reazionato da una capacità C_f e resistenza R_f . Nel caso di un amplificatore operazionale ideale è possibile supporre che la tensione e_- al morsetto invertente abbia lo stesso valore di quella al morsetto non invertente, e_+ . Essendo poi quest'ultimo collegato a terra, si avrà $e_+ = e_- = 0$.

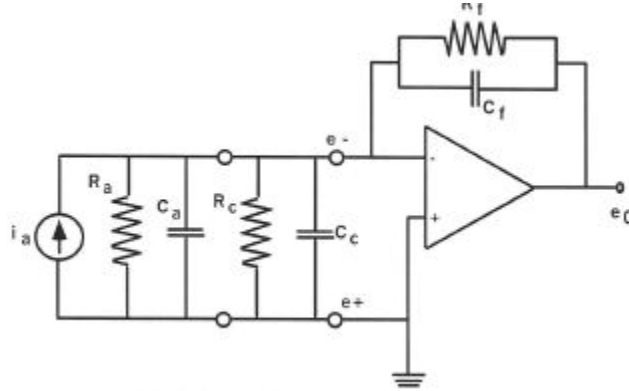


Figura 3.9:schema del circuito che si ottiene collegando il trasduttore di pressione all'amplificatore di carica

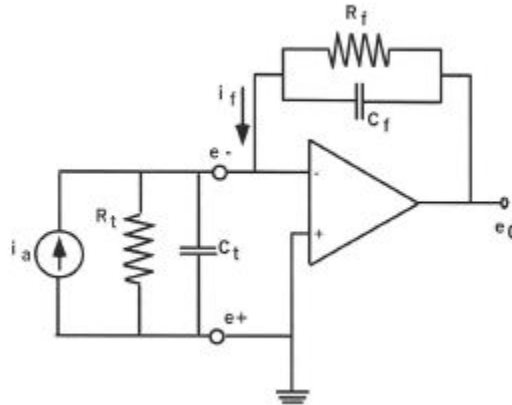


Figura 3.10:Semplificazione del circuito mostrato nella figura precedente

Il circuito di Figura 3.9 può essere ridotto al circuito in Figura 3.10, semplicemente determinando la resistenza e la capacità equivalenti. Considerando il comportamento dell'amplificatore come ideale, si ha quindi che le correnti passanti attraverso la resistenza R_t e la capacità C_t sono nulle, dal momento che le tensioni ai loro capi sono uguali. Di conseguenza la corrente i_a prodotta dal trasduttore piezoelettrico si presenta inalterata al morsetto invertente dell'amplificatore di carica dove giunge anche la corrente i_f di retroazione dallo strumento; per il principio di *Kirchoff* deve essere:

$$-i_a(t) = i_f(t) = i_{C_f}(t) + i_{R_f}(t)$$

A questo punto per determinare l'equazione che descrive il funzionamento dell'amplificatore di carica nel dominio dei tempi, è possibile scrivere che:

$$i_a(t) = -k_p \cdot \frac{dp(t)}{dt} = -k_p \cdot p$$

$$e_0(t) = \frac{1}{C_f} \cdot \int_0^t i_{C_f}(\tau) \cdot d\tau \Rightarrow i_{C_f}(\tau) = C_f \cdot \dot{e}_0$$

$$e_0 = R_f \cdot i_{C_f}$$

Da cui risulta:

$$k_p \cdot \dot{p}(t) = C_f \cdot \dot{e}_0(t) + \frac{e_0(t)}{R_{f_p}}$$

L'amplificatore, schematicamente appena descritto è un elemento imprescindibile della catena di misura, ma è anche la causa di alcuni importanti inconvenienti: esso non si limita solo a fornire in uscita una tensione amplificata e proporzionale alla carica che la piastrina piezoelettrica libera, ma provoca anche un filtraggio passa alto. In definitiva il valore medio, insieme alle armoniche a più bassa frequenza del segnale di pressione, sono tagliate dell'amplificatore. Per ritrovare la componente media esistono diversi metodi, fra cui:

- L'utilizzo di un sensore supplementare posto all'interno del collettore di aspirazione (pressure referencing);
- Un metodo termodinamico (detto "metodo della politropica"), che permette di utilizzare un solo sensore di pressione (affacciato alla camera del cilindro) e di risalire alla componente media mediante due misurazioni opportune.

3.2. Acquisizione tempo costante

Per determinare quale sia la minima frequenza di campionamento necessaria per ottenere informazioni accurate occorre esaminarne singolarmente l'impatto su ogni famiglia di grandezze: detonazione, PMI e rilascio di calore.

Le frequenze eccitate dalla detonazione sono strettamente correlate con le dimensioni e la forma della camera di combustione e con il posizionamento del sensore di pressione. A seconda delle diverse tipologie di motori, le frequenze di interesse sono generalmente comprese tra i 5kHz e i 25kHz, considerando le prime due armoniche. Per acquisire l'intera spettro interessato dal fenomeno occorre quindi considerare una frequenza minima pari al doppio della massima frequenza osservabile (Teorema di Nyquist-Shannon), nell'ipotesi ideale che non esistano componenti nel segnale al di sopra dei 25kHz. Nella realtà il segnale di pressione presenta componenti armoniche fino alla frequenza di risonanza del sensore stesso, intorno ai 100kHz. Per evitare di incorrere negli effetti dell'aliasing è preferibile campionare ad una frequenza superiore a quella di Nyquist avendo cura di inserire nella catena di misura, a monte del campionamento, un filtro anti-aliasing. Nello specifico, volendo salvaguardare le informazioni contenute al di sotto dei 25kHz e considerando di avere a che fare con segnali e filtri reali è ipotizzabile effettuare un filtraggio passa-basso intorno ai 30kHz e campionare a frequenza superiore a 60kHz (in funzione della pendenza della curva di roll-off del filtro) il segnale di pressione. In questa configurazione non sono da sottovalutare gli effetti del filtro in termini di ritardo e sfasamento del segnale. Per quanto riguarda la PMI, sono presenti in letteratura, [9], ricerche che dimostrano che, per valutarla correttamente, sono necessarie un numero di rilevazioni della pressione sufficienti a ricostruire la seconda e quarta armonica di

combustione. Per un motore a quattro cilindri in linea con combustioni equi-spaziate questo si traduce nella necessità di effettuare il campionamento quattro volte al giro, ovvero ogni 90° di rotazione dell'albero di manovella, dato che la combustione eccita l'armonica numero 2. Tale requisito però risulta essere troppo stringente, perché la presenza di armoniche superiori di ampiezza non nulla, porterebbe ad aliasing. Inoltre, è applicabile a curve di pressione in cui non siano presenti né disturbi elettrici né disturbi dovuti a fenomeni d'onda localizzati (e.g. oscillazioni di pressione dovute alla chiusura delle valvole). Dato che il segnale di pressione verrebbe campionato poche volte al ciclo, l'inquinamento di uno solo dei campioni avrebbe effetti macroscopici sul risultato. D'altro canto non è realistico pensare di poter avere a disposizione un segnale esente da rumore. Anche in questo caso risulta efficace filtrare il segnale per eliminare le componenti con frequenza superiore a quelle caratteristiche di combustione. Considerando un motore con combustioni equi-spaziate, è possibile definire la frequenza di combustione come :

$$f_{comb} = \frac{RPM}{60} \cdot \frac{2n}{\tau}$$

con n pari al numero di cilindri e τ il numero di corse per ciclo. Per valutare la frequenza di taglio del filtro, occorre considerare la necessità di conservare le informazioni relative a un certo numero di armoniche superiori a quella base, f_{comb} . Considerando quindi come obiettivo, la valutazione della PMI in un motore da competizione di categoria F1, caratterizzato dall'avere 8 cilindri a V di 90° con un regime di rotazione massimo di 18000RPM, si ottiene

$$f_{comb} = \frac{18000}{60} \cdot \frac{16}{4} = 1200[Hz]$$

Volendo conservare le prime 4 armoniche di combustione, occorre impostare un filtro passa-basso con frequenza di taglio di poco superiore ai 4800Hz a seconda dell'attenuazione. In questo modo si eliminano effettivamente gran parte delle componenti spurie dovute sia al rumore elettrico che alle oscillazioni di pressione e sarebbe quindi applicabile la metodologia descritta all'inizio del paragrafo. Per la valutazione della curva di rilascio di calore si possono fare considerazioni analoghe a quelle fatte per la PMI, per ciò che riguarda il filtraggio passa-basso del segnale, tuttavia non è sufficiente effettuare poche rilevazioni per ciclo. Questo perché occorre descrivere la curva di rilascio di calore con una risoluzione angolare elevata. Dalla curva di rilascio di calore andranno ricavati indicatori, come la posizione del 50% della frazione di massa bruciata, con precisione nell'ordine di 0.1° . Anche considerando la possibilità di interpolare la curva di rilascio di calore, è comunque necessaria una risoluzione nell'ordine di un grado, valore adottato comunemente per valutazioni su base encoder. Per valutare la frequenza minima di campionamento derivante dalla suddetta ipotesi, occorre stabilire la velocità di rotazione del motore.

Prendendo come obiettivo ancora un motore tipo F1, la frequenza associata ad una risoluzione angolare di un grado di albero di manovella è

$$f_{comb} = \frac{RPM}{60} \cdot \frac{360}{res} = \frac{18000}{60} \cdot 360 = 108000 [Hz]$$

Effettuando la sintesi dei requisiti per analisi detonazione, valutazione PMI e rilascio di calore, occorre effettuare il campionamento almeno alla frequenza più alta richiesta da ogni caso preso singolarmente. I valori erano: 60kHz per la detonazione, inferiori a 4800Hz per la PMI e 108kHz per la determinazione della curva di rilascio di calore. Il valore minimo necessario risulta essere quindi di poco superiore ai 100kHz, nell'ipotesi ambiziosa di dover effettuare valutazioni su motori al massimo livello di prestazioni come quelli di F1. Per motori meno estremi i requisiti diventano meno stringenti, soprattutto quello relativo al rilascio di calore, direttamente collegato alla massima velocità di rotazione del motore. Il valore della frequenza di campionamento va comunque armonizzato con la disponibilità di hardware capace di soddisfare tale requisito. Per ragioni derivanti anche dalla disponibilità di dispositivi di campionamento adeguati, si è scelto di adottare una frequenza di acquisizione di 200kHz per il segnale di pressione in camera di combustione.

3.3. Determinazione dei riferimenti angolari

Nel paragrafo precedente è stato affrontato il problema della determinazione della corretta frequenza di campionamento del segnale di pressione, la conoscenza dell'andamento del segnale di pressione nel tempo non è sufficiente a effettuare alcuna valutazione sulla combustione, non essendo possibile determinare la posizione del segnale relativamente all'albero motore. Ad esempio, per determinare il diagramma di indicatore occorre la conoscenza di pressione e volume. Essendo il volume funzione solo della geometria e dell'angolo di manovella, il problema diventa l'assegnazione della corretta posizione angolare a ciascun campione. Per effettuare questa operazione occorre acquisire, con un sensore opportuno, l'informazione sulla posizione angolare dell'albero a gomiti e metterla in relazione con il segnale di pressione campionato a frequenza costante. Appare evidente il carattere asincrono della determinazione della posizione angolare rispetto al campionamento a periodo costante. La soluzione proposta si basa sulla misura precisa del ritardo temporale tra ogni singolo campione e l'istante di passaggio di un certo numero di marcatori angolari rispetto a un riferimento comune. Conoscendo la posizione dei riferimenti e la locazione temporale di ogni campione compreso tra due riferimenti consecutivi, è possibile determinare la posizione del singolo campione per interpolazione. Nella Figura 3.8 è rappresentato un esempio di successione di riferimenti angolare e campioni di pressioni, nel caso in cui come sensore di posizione angolare si usi una ruota fonica a 60 denti, tipica nel mondo dell'auto. In blu sono indicati gli istanti di passaggio dei riferimenti angolari; in

rosso i campioni di pressione acquisiti, in questo esempio, a 100kHz. Osservando nel dettaglio l'intervallo tra due marcatori angolari successivi, si comprende come sia possibile attribuire ad ogni campione una determinata posizione angolare. Esaminando la situazione riportata in Figura 3.9, si può ricavare la posizione angolare del quarto campione dopo il primo riferimento angolare mediante interpolazione. Nell'ipotesi di velocità angolare costante tra due riferimenti successivi, la posizione angolare del campione i -esimo è calcolabile come

$$\vartheta_i = \vartheta_{smotk-1} + (\vartheta_{smotk} - \vartheta_{smotk-1}) \cdot \frac{Trit_i}{DTsmot_k}$$

dove ϑ_{r1} e ϑ_{r2} rappresentano le posizioni angolari dei riferimenti in cui è contenuto il campione i -esimo, $Trit$ indica il tempo di ritardo tra il campionamento del campione i -esimo e il passaggio del marcatore angolare precedente e $DTsmot$ rappresenta l'intervallo trascorso tra i riferimenti angolari precedente e successivo.

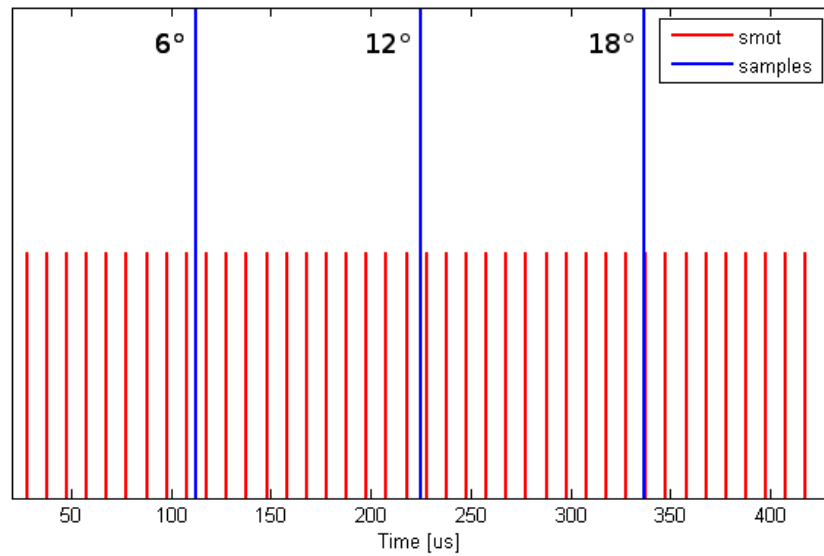


Figura 3.8: Successione di riferimenti angolari e di campioni di pressioni

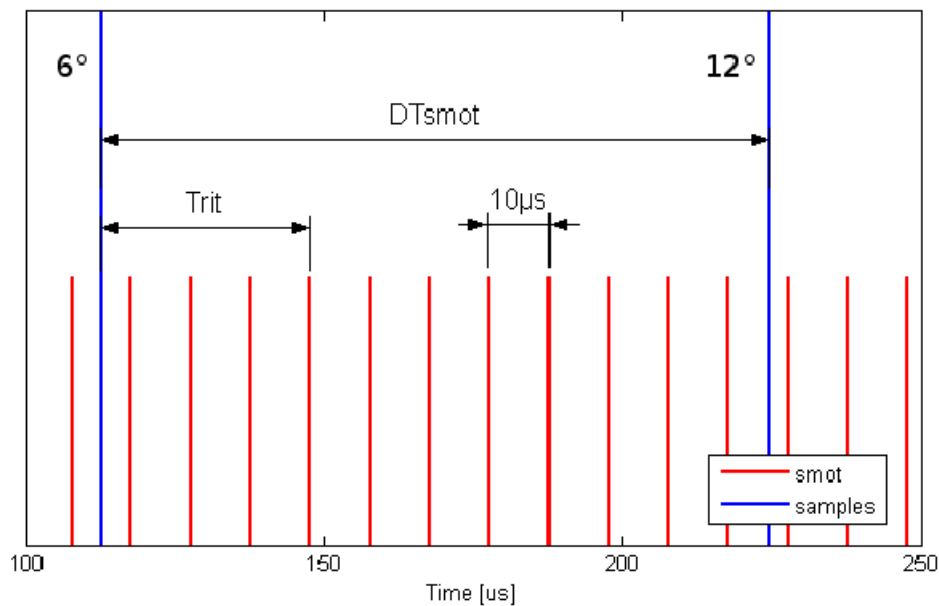


Figura 3.9: Determinazione della posizione dei singoli campioni

Occorre soffermarsi sull'impatto delle ipotesi che stanno alla base della metodologia proposta. La prima è quella di considerare costante la velocità di rotazione nell'intervallo compreso tra due riferimenti angolari. L'errore commesso sarà dipendente dal numero di riferimenti angolari e dal livello di oscillazione del regime di rotazione del motore. Un altro aspetto non meno importante è la necessità di conoscere con la migliore accuratezza possibile il tempo di ritardo tra i campioni e i marcatori angolari. Su questo aspetto influisce la risoluzione della base dei tempi usata che, essendo la piattaforma hardware di tipo digitale, dipenderà dalla frequenza di clock usata dal timer. Inoltre, come accennato in precedenza, la presenza di filtri nella catena di misura della pressione e la dinamica non infinita del sensore di posizione angolare, rendono necessaria la caratterizzazione e la compensazione dei ritardi derivanti dai sistemi di condizionamento del segnale.

3.4. Algoritmo di compensazione

Avendo fin qui considerato e caratterizzato le varie cause dell'introduzione dei ritardi, è ora possibile compensarli e annullare quindi gli effetti di tali sfasamenti sull'attribuzione della corretta posizione angolare ai campioni di pressione. Facendo riferimento alla Figura 3.9, vediamo come cambia l'algoritmo di assegnazione della posizione angolare. Nell'equazione mostrata nella pagina seguente, si nota come la determinazione dell'angolo ϑ dipenda dalla corretta identificazione del tempo di ritardo tra l'istante di acquisizione del campione i -esimo e il riferimento angolare immediatamente precedente. La Figura 3.10 mostra come il tempo di ritardo misurato sia diverso dal tempo di ritardo reale, a causa dei ritardi presenti nella catena di misura. Occorre quindi poter determinare il tempo di ritardo vero. Con la notazione della figura:

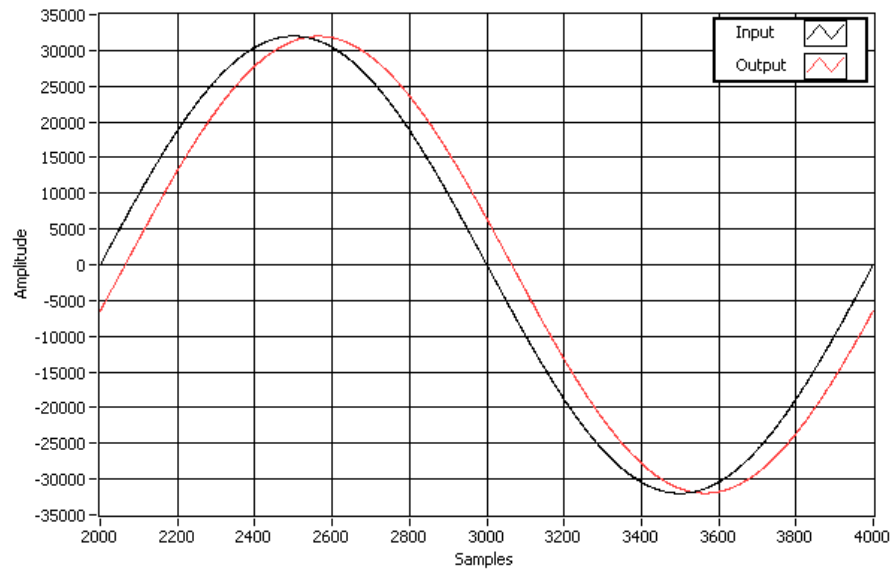


Figura 3.10:Esempio di caratteristica ingresso-uscita di un filtro passa basso digitale

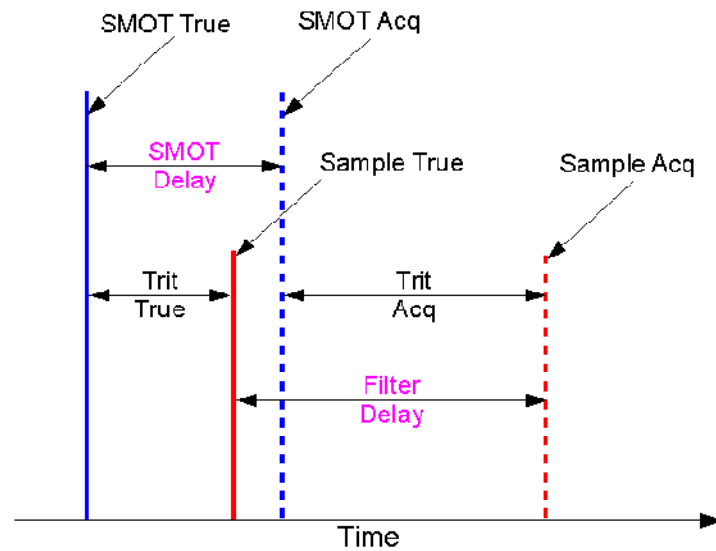


Figura 3.10:Effetto dei ritardi sui segnali acquisiti

Compensazione dei ritardi

$$Trit_{TRUE} = Trit_{acq} + SMOTDelay \cdot FilterDelay$$

e l'espressione di pag50, si trasforma di conseguenza in:

$$\vartheta_i = \vartheta_{smotk-1} + (\vartheta_{smotk} - \vartheta_{smotk-1}) \cdot \frac{Trit_{TRUEi}}{DTsmot_k}$$

4. La scelta della piattaforma hardware e software

4.1. L'ambiente di sviluppo

Prima di affrontare la stesura degli algoritmi di calcolo per implementare un sistema di analisi combustione è stato ritenuto opportuno effettuare la scelta della piattaforma hardware e software che avrebbe dovuto eseguire tali calcoli. Questo permette di sviluppare gli algoritmi avendo già chiaro ciò che è possibile fare e ciò che non è consentito per via di vincoli strutturali dipendenti dall'hardware. In questo modo è possibile ottimizzare gli algoritmi per una specifica struttura di calcolo e ottenere sin da subito un buon livello di prestazioni, anziché ragionare in termini generali e dover poi modificare profondamente il codice per garantire i requisiti sulla piattaforma scelta. Queste considerazioni valgono principalmente per l'hardware, tuttavia, dato che ogni sistema di calcolo dispone di strumenti di sviluppo dedicati, si riflette anche sull'ambiente software. I requisiti principali che l'hardware e il software debbono garantire sono i seguenti:

- 1) Capacità di eseguire calcoli di basso livello campione per campione, quindi a frequenze molto più elevate di quella di combustione ($\geq 100\text{kHz}$);
- 2) Capacità di eseguire calcoli complessi con frequenza di ciclo;
- 3) Garantire l'esecuzione in tempo reale e il calcolo delle grandezze derivanti dall'analisi della combustione entro il ciclo motore successivo a quello di calcolo;
- 4) Essere modulare ed espandibile;
- 5) Essere aggiornabile con l'evolversi della tecnologia mantenendo la compatibilità col software preesistente;
- 6) Avere costi contenuti, sia come hardware che come strumenti di sviluppo;
- 7) Non richiedere conoscenze di programmazione di basso livello.

I requisiti sopracitati sono di carattere generale ma sono comunque difficili di soddisfare tutti contemporaneamente. Tuttavia la conoscenza pregressa dei sistemi di acquisizione dati e controllo di National Instruments ha facilitato la ricerca. I requisiti più difficili da realizzare sono il primo e il terzo, ovvero di poter manipolare ciascun dato di pressione alla frequenza di acquisizione e di produrre risultati in tempo utile per essere usati, eventualmente, per retroazionare il sistema di controllo motore. Tali requisiti sono strettamente collegati, in quanto impediscono di fatto la possibilità di eseguire i calcoli su pacchetti di dati relativi a diversi cicli motore, ma impongono l'esecuzione ciclo per ciclo. Una possibile soluzione sarebbe di usare dispositivi DSP (Digital Signal Processing), tuttavia ciò sarebbe in conflitto con alcuni requisiti, in particolare il numero 7. I DSP infatti

sono normalmente programmati con linguaggi di programmazione testuali come il "C" e richiederebbero una conoscenza specifica del particolare dispositivo usato. La tecnologia dei semiconduttori ha portato allo sviluppo di una nuova classe di dispositivi programmabili, gli FPGA, acronimo di Field Programmable Gate Array. Il problema di questa soluzione è ancora una volta il linguaggio di programmazione, il VHDL (Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language), che è di basso livello e di difficile apprendimento. Da qualche anno National Instruments ha messo sul mercato una serie di schede di acquisizione dati basate su FPGA, compatibili con il linguaggio di programmazione LabView, un ambiente di sviluppo grafico ad alto livello che non richiede conoscenze specifiche di linguaggi di programmazione testuali. La disponibilità di tale classe di schede è stata determinante nella scelta di adottare hardware e software prodotti da National Instruments. Per assolvere al meglio tutti i compiti ai vari livelli, campione per campione, su base combustione e interfaccia operatore, si è scelta un'architettura multilivello, composta da sistemi hardware specifici per ogni ambito. Come anticipato, al più basso livello è presente hardware basato su FPGA, che si occupa di elaborare i dati man mano che vengono acquisiti. Il livello intermedio, che deve produrre risultati ad ogni ciclo motore, deterministicamente, è affidato ad hardware real-time, ovvero composto da un microprocessore unito ad un sistema operativo certificato per esecuzione in tempo reale, cioè in grado di garantire il completamento dei calcoli entro determinate finestre temporali. L'ultimo livello, il più alto, dedicato all'elaborazione sulle statistiche e alla visualizzazione dei risultati in modo grafico, ha necessità di svolgere una notevole mole di calcoli, senza però avere scadenze temporali stringenti. Può quindi essere affidato ad un normale personal computer, dotato di processori di ultima generazione e sistema operativo Microsoft Windows. Nello schema in Figura 4.1 è visibile un altro livello, relativo all'interfacciamento con il mondo esterno. Ad esso è connessa la parte RT, la comunicazione può avvenire sia attraverso un'interfaccia Fast Ethernet sia su linea CAN scambiando tutte le informazioni di cui necessita. I requisiti 4 e 5, fanno riferimento alla modularità e all'aggiornabilità del sistema in funzione delle diverse esigenze. Queste caratteristiche, se implementate, permettono di adottare sempre la miglior configurazione hardware per assolvere al tipo di analisi richiesta. Si è infatti cercato di utilizzare una classe di dispositivi che permettano facili aggiornamenti software senza necessità di adattamenti particolari. Visto e considerato che il l'obiettivo è quello di realizzare un sistema che possa essere utilizzato in vettura o su una motocicletta è stata fatta una scelta molto accurata del tipo di hardware National Instruments da utilizzare.

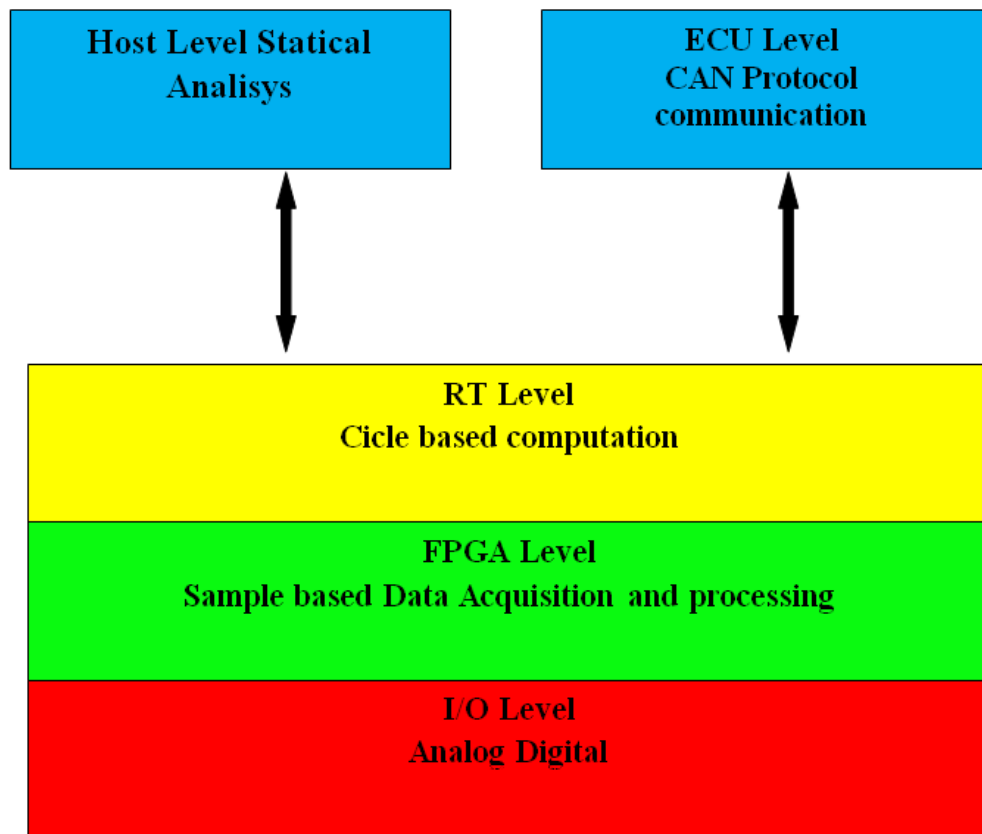


Figura 4.1: Schema dell'architettura hardware

Il sistema oltre a soddisfare i requisiti visti in precedenza deve garantire:

- Ingombri e pesi minimi;
- Comunicazioni con sistemi standard (ECU) ;
- Temperature di esercizio variabile (da -10°C a 100°C)
- Alimentazione da batteria 12V

National Instruments mette a disposizione 3 prodotti che possono soddisfare i primi 8 requisiti visti in precedenza. I dispositivi sono:

- La piattaforma PXI
- La piattaforma CompactRIO (cRIO)
- La piattaforma Single-Board RIO (sbRIO)



Figura 4.2: Esempio di sistema PXI



Figura 4.3: Esempio di sistema Compact RIO



Figura 4.4: Esempio di sistema Single-Board RIO

Tutti i dispositivi soddisfano il requisito 4 relativo al tipo di alimentazione a 12V. Infatti è fondamentale per un dispositivo di questo tipo poter funzionare utilizzando la tensione di batteria, la stessa che utilizzano tutti i dispositivi presenti nelle automobili o nelle motociclette. Anche il requisito 2, relativo alla possibilità di poter comunicare con hardware non National Instruments attraverso protocolli di comunicazione standard, è soddisfatto da tutti gli hardware National Instruments. Il punto numero 1 è il requisito più stringente da soddisfare nel caso lo si voglia utilizzare on-board per esempio su una motocicletta. Il PXI ha una struttura concettualmente simile a quella di un PC da tavolo, composto da uno chassis, da una scheda madre che ospita il processore e da una serie di schede di espansione di I/O. Tuttavia il PXI è uno standard industriale, caratterizzato da elevata robustezza e tolleranza a condizioni ambientali estese, che lo rende più adatto all'ambiente di sala prova visti i suoi ingombri (ad esempio per NI-PXI 1031DC :A177mm L257.1mm P212.8mm e Peso di circa 5 kg senza schede di acquisizione) è stato scartato, anche se è il dispositivo che possiede le maggiori capacità di calcolo. La piattaforma CompactRIO ha molte analogie con il PXI, però in un fattore di forma assai ridotto e con standard di affidabilità ancora maggiori. Infine la Single-BoardRIO possiede anch'essa molte analogie con gli altri dispositivi ed è il dispositivo più compatto di National Instruments essendo però priva di qualsiasi dispositivo di protezione. Tra il cRIO e la sbRIO la scelta è ricaduta su quest'ultima per i seguenti motivi:

- Possiede una porta per la comunicazione CAN integrata al contrario degli altri dispositivi;
- Le capacità di calcolo tra i due dispositivi sono simili;
- Ingombri e pesi notevolmente differenti:

Caratteristiche	cRIO	sbRIO
Altezza (mm)	90	30
Larghezza (mm)	88	96
Profondità (mm)	180	102
Peso (g)	980	89

- Costi ridotti
- Permette all'utilizzatore di realizzare un case di contenimento in funzione delle proprie esigenze in quanto priva di una scatola di protezione, al contrario del cRIO. Di conseguenza il layout di collegamento del cablaggio è più ordinato con sbRIO

Questa scelta porta con se uno svantaggio ed un enorme vantaggio.

Lo svantaggio è quello di non poter utilizzare i moduli di acquisizione NI (ad esempio la 9401 per i canali digitali e la 9215 per i segnali analogici), moduli che verrebbero normalmente utilizzati sulla piattaforma cRIO. Inoltre si hanno a disposizione solo canali digitali per la comunicazione dell'FPGA con il mondo esterno.

Il vantaggio è di avere una porta CAN integrata nel processore RT; essere priva di protezione, ed avere una FPGA che possiede fino a 96 canali digitali di I/O. Un numero così alto di porte digitali dà la possibilità di considerare nuove soluzioni alternative per l'acquisizione di segnali analogici che con il cRIO non possono essere prese in considerazione.

Sia i motori tradizionali che soddisfano le ultime normative antinquinamento che i motori ancora in fase di sviluppo sono dotati di sensori digitali e di sensori analogici. Per esempio, per poter effettuare analisi di combustione è necessario avere installato sul motore dei trasduttori di pressione che restituiscono l'andamento nel tempo della pressione all'interno della camera di combustione sotto forma di segnale analogico in tensione. Per poter acquisire questi tipi di segnali è necessario integrare al sistema una scheda elettronica di interfaccia che ha il compito di convertire i segnali analogici in digitali.

L'ultimo requisito citato all'inizio del paragrafo, il numero 7, è forse quello più importante ai fini della possibile realizzazione del presente progetto. E' infatti necessario potersi concentrare sullo sviluppo degli algoritmi senza doversi preoccupare troppo degli aspetti tecnici della scrittura del codice. E' importante dedicare la maggior parte del tempo alla ricerca nell'ambito dell'analisi combustione in tempo reale, piuttosto che alle modalità con cui scrivere il codice da fare eseguire all'elaboratore. E' altresì importante poter lavorare in un ambiente di sviluppo comune, in grado di gestire i livelli FPGA, RT e Host allo stesso modo, piuttosto che dover apprendere l'uso di strumenti di sviluppo dedicati. Fortunatamente l'ambiente LabView soddisfa in gran parte tali requisiti, rendendo possibile la programmazione di alto livello di tutti i componenti hardware, con la stessa sintassi,

seppur con alcune limitazioni. Come si vede nella Figura 4.5, le parti di codice relative ai diversi livelli dell'applicazione, sono raggruppate all'interno di un "progetto". In questo modo è possibile lavorare sugli algoritmi mantenendo sempre uno sguardo d'insieme e correggendo eventuali incoerenze rapidamente.

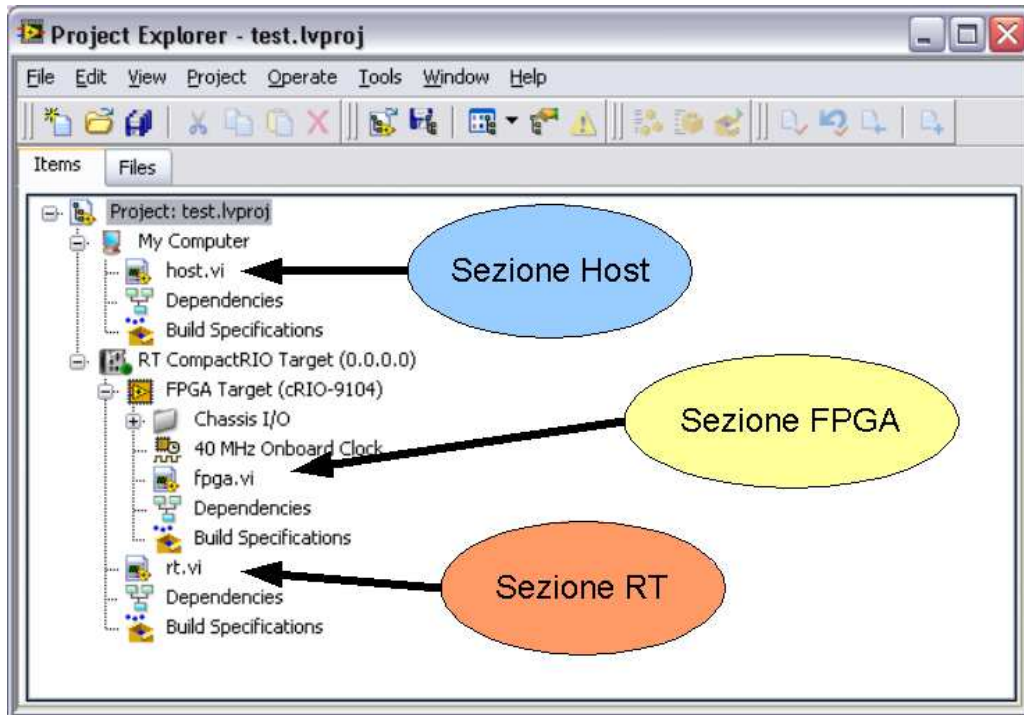


Figura 4.5: Ambiente di sviluppo Labview

LabView è definito 'linguaggio di programmazione grafico', dato che non è necessario scrivere linee di codice, salvo in casi molto particolari. Gli algoritmi sono implementati come diagrammi costituiti da blocchi interconnessi. Ogni blocco rappresenta una funzione, mentre le connessioni rappresentano il flusso delle informazioni. Ogni pezzo di codice è chiamato VI (Virtuale Instrument) ed è costituito da due parti fondamentali: il pannello frontale e il diagramma a blocchi.

Il pannello frontale, rappresenta l'interfaccia di quel particolare elemento di programma con l'utente, oppure con altre parti del programma. Le informazioni sono rappresentate in modo grafico con indicatori numerici, analogici, tabelle, grafici e altro. Il diagramma a blocchi invece rappresenta il codice vero e proprio.

La parte interessante è che la stessa sintassi si applica indipendentemente dall'hardware su cui il software dovrà essere eseguito. E' quindi necessario apprendere un solo strumento di sviluppo per poter interagire in ambiente Windows, RT e FPGA. Alcune limitazioni sono tuttavia presenti e dipendono dall'hardware di esecuzione. La più vincolante riguarda l'ambito FPGA che è limitato all'esecuzione di calcoli in aritmetica intera o a virgola fissa.

4.2. Scelta della piattaforma hardware per applicazioni on-board

L'hardware scelto è la Single-Board RIO della National Instruments. Questo dispositivo ha le seguenti caratteristiche:

Single-Board RIO 9606	
Processore	400MHz
Nonvolatilememory	512 MB
System Memory	256 MB
FPGA	Xilinx Spartan-6 LX 45
Network	10BaseT and 100BaseT
Embedded CAN	NXP PCA 82C251T
USB port	2.0
Number of Digital I/O Channels	96
Power Supply Voltage Range	9-30V
Temperature Range	da -40°C a 85°C

Per poter acquisire i segnali analogici è stata creata una scheda di acquisizione che permette, impiegando qualche porta digitale, di acquisire direttamente i segnali provenienti dai sensori. Infatti, i segnali provenienti dai sensori posizionati sull'albero motore e a camme vengono condizionati direttamente sulla scheda; i segnali provenienti dai sensori di pressione piezo-elettrici devono passare attraverso l'opportuno amplificatore di carica prima di essere dati input alle 8 porte analogiche. Oltre a questi segnali la scheda permette al sistema di generare 4 output TTL: e di acquisire 2 input TTL. Di seguito è riportato il progetto del circuito stampato.

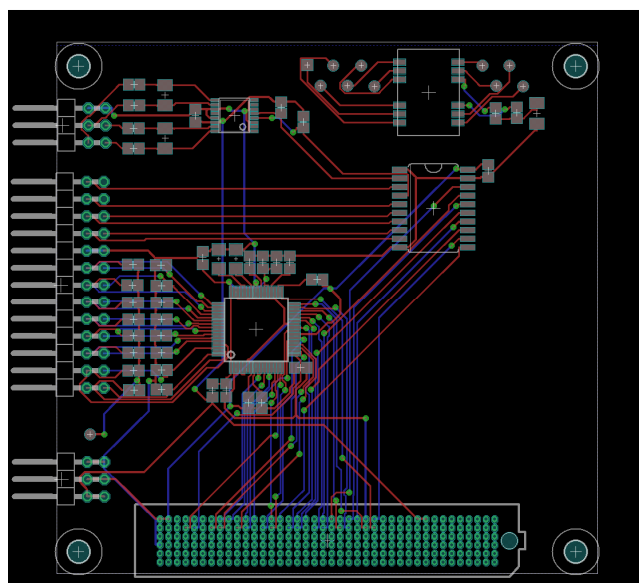


Figura 4.6: Progetto CAD del circuiti stampato

Nella tabella sotto sono riassunte le caratteristiche hardware della piattaforma imbarcabile in vettura:

Numero di canali analogici	8
Frequenza di acquisizione Simultaneous Sampling	Da 10 a 200 kHz
Risoluzione ADC	18 bit
Numero di input digitali [0-5V]	2
Numero di output digitali [0-5V]	4
Numero in input VRS/Hall	2
Frequenza di acquisizione o generazione	10 MHz
Canali digitali I/O FPGA [0-3.3V]	64

Una volta individuata la piattaforma e la scheda di interfaccia di input-output si è proceduto con la realizzazione della scatola di contenimento. Le dimensioni di questo dispositivo sono: h27x124.5x118. Le uniche connessioni con il mondo esterno avvengono attraverso un cavo a 42 poli.

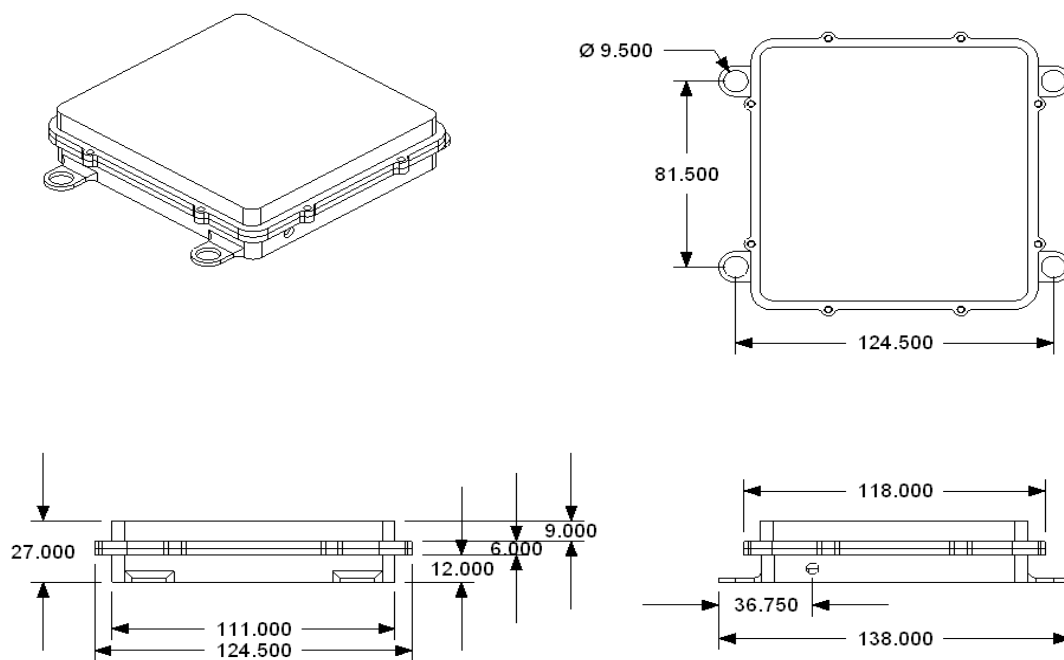


Figura 4.7: scatola di contenimento



Figura 4.8 Prototipo definitivo

5. Analisi indicating Real-Time: implementazione di nuovi algoritmi

5.1. Il recupero della componente media del segnale di pressione

L'analisi della combustione che si è scelto di implementare è basata sul segnale di pressione in camera di combustione, dato che possiede un elevato contenuto informativo. I sensori di pressione tipicamente usati nell'ambito della ricerca sono di tipo piezo-elettrico e necessitano di un amplificatore di carica per poter funzionare. Il segnale in uscita dall'amplificatore ha la caratteristica di essere a media nulla, viene quindi perduta una parte dell'informazione: il valore medio. La maggior parte delle metodologie di analisi combustione sono basate sulla valutazione del ciclo indicato, pertanto è necessario conoscere il valore assoluto della pressione in ogni punto del ciclo. Esistono diversi modi per recuperare il valore medio del segnale di pressione; quelli sviluppati e implementati sono i seguenti:

- pressure referencing a valor fisso,
- pressure referencing con MAP (Manifold Air Pressure)

Il metodo del pressure referencing a valore fisso consiste nell'imporre che la pressione misurata dal sensore in un certo punto del ciclo assuma un valore predefinito. La base teorica che supporta questo metodo è che in corrispondenza di una parte del ciclo sono aperte le valvole, di aspirazione o di scarico. In quell'arco angolare la pressione in camera è molto simile a quella dell'ambiente esterno, tipicamente pari a quella del collettore di aspirazione. E' un metodo pratico, usato soprattutto nei motori aspirati, ma è intrinsecamente approssimativo, in quanto il valore della pressione regnante all'esterno della camera non è misurato ma è considerato costante pari a un valore stabilito a priori. Solitamente si fissa come valore di riferimento la pressione di 1 bar alla fine della corsa di aspirazione, ovvero 180° prima del PMS di combustione. Questa ipotesi è ragionevole in caso di prove a pieno carico nei motori a benzina, oppure per motori diesel aspirati senza ostruzioni nel condotto di aspirazione. Tuttavia porta a commettere un errore rilevante in tutti gli altri casi, i.e. in condizioni di parzializzato nei motori con farfalla e in caso di sovralimentazione. Esso è comunque usato perché è di semplice implementazione e non richiede l'utilizzo di sensori aggiuntivi.

Il pressure referencing basato sul segnale di pressione collettore (MAP) è simile a quello esposto nel paragrafo precedente, con la differenza che il valore di riferimento non è imposto a priori ma è letto da un sensore di pressione posto nel collettore di aspirazione. Questo permette di ridurre di molto l'incertezza sul valore assoluto assunto dalla pressione in camera. Si suppone infatti che la pressione nel cilindro alla fine della corsa di aspirazione

sia uguale a quella regnante nel plenum di aspirazione. La contro partita della miglior stima del valore della pressione è la necessità di utilizzare un sensore di pressione aggiuntivo che deve essere a sua volta campionato.

L'algoritmo che viene utilizzato necessita dell'impostazione di alcuni parametri. Infatti, è necessario definire una finestra angolare sulla quale calcolare il valore medio del segnale campionato e il valore costante di pressione a cui si vuole assegnare a quella zona. Impostare una finestra angolare sufficientemente grande, ma non troppo, è importante nel caso il segnale sia affetto, per esempio, da rumore di chiusura valvole. Generalmente si imposta una finestra di 20 gradi in prossimità del punto morto inferiore in corrispondenza della fase di chiusura della valvola di aspirazione.

I parametri che devono essere impostati sono:

- Punto di partenza della finestra per il recupero della componente media
- Punto di fine della finestra per il recupero della componente media
- Valore di pressione a cui fare il recupero.
- Abilitazione MAP da segnale esterno, canale analogico in cui è collegato

In funzione della velocità di rotazione del motore, dei denti della ruota fonica e della frequenza di acquisizione, il numero di campioni tra due denti varia.

Per esempio, a 1000rpm, con una ruota a 20 denti e con frequenza di acquisizione di 200kHz il numero di campioni tra due denti è di 600.

A pari motore, ma con una velocità di rotazione notevolmente più alta, per esempio 18000rpm. Il numero di campioni tra due denti è di 33.

Questo esempio mette in evidenza come la risoluzione angolare del segnale acquisito in funzione dell'angolo di manovella sia molto influenzata dal regime di rotazione del motore. Per ovviare a questo problema l'algoritmo che esegue il recupero della componente media tiene conto della velocità del motore e centra la finestra angolare impostata dall'utente in funzione del regime, definendo il numero di campioni da utilizzare in modo tale che per quel dato regime non sia superata la finestra angolare impostata.

Tutto l'algoritmo è stato implementato in ambiente FPGA utilizzando delle memorie in cui è mappato il numero di campioni da utilizzare in funzione degli RPM.

Queste memorie vengono aggiornate ogni volta che l'utente cambia i parametri che definiscono il recupero della componente media.

Nel caso si utilizzi il segnale di MAP anche su quest'ultimo viene eseguita la media sulla finestra angolare selezionata e viene utilizzato il valore ottenuto per riportare il segnale di pressione all'interno del cilindro al valore corretto.

5.2. Il calcolo della pressione media indicata

Il primo passo dell'analisi di combustione vera e propria è la valutazione della pressione media indicata (PMI). E' una grandezza molto usata in quanto permette facilmente di confrontare le prestazioni di motori anche diversi tra loro. E' possibile mettere a confronto due motori di diversa cilindrata, per esempio, per stabilire quale dei due sviluppi maggior lavoro per unità di cilindrata. A differenza della PME (Pressione Media Effettiva), la PMI rappresenta il lavoro specifico lordo, dato che non tiene conto delle perdite meccaniche dovute principalmente agli attriti. È ricavabile numericamente valutando il lavoro indicato del ciclo:

$$PMI = \frac{1}{V_c} \oint p dV$$

L'equazione appena descritta non è direttamente applicabile, ma deve essere tradotta nella versione discreta, che tiene conto che la p (pressione all'interno della camera di combustione) non è un segnale tempo continuo, ma discreto. La relazione cambia in:

$$PMI = \frac{1}{V_c} \sum_{i=1}^N p_i \Delta V_i$$

con N pari al numero di campioni nel ciclo. Essendo $p_i = p(\vartheta_i)$ e ricordando l'espressione del volume ricavabile in funzione dell'angolo di manovella e dei parametri geometrici del motore (alesaggio, corsa, lunghezza di biella e rapporto di compressione), è possibile esprimere il ΔV_i come differenza tra i volumi valutati in corrispondenza degli angoli ϑ_i e ϑ_{i-1} . In questo modo però la differenza ΔV_i risulta essere relativa alla posizione $\left(\vartheta_i - \frac{\vartheta_i - \vartheta_{i-1}}{2}\right)$, non è quindi coerente con la posizione del termine di pressione. Il problema si risolve applicando la regola di integrazione dei trapezi. La relazione precedente si trasforma quindi nell'equivalente discreto

$$PMI = \frac{1}{V_c} \sum_{i=1}^N \left(\frac{p_i - p_{i-1}}{2} \right) \cdot (V_i - V_{i-1})$$

5.3. Il rilascio di calore: γ variabile

Un altro indicatore di primaria importanza per valutare la qualità della combustione è la curva di rilascio di calore. Esprime la modalità con cui viene sviluppata l'energia chimica della combustione. Come sarà illustrato in seguito, dalla curva di rilascio di calore è

possibile ricavare diversi indici derivati di grande importanza sia per la diagnosi che per la calibrazione di un motore. A differenza del calcolo della PMI, la valutazione del calore rilasciato dalla combustione può essere computazionalmente complessa. Occorre infatti differenziare il rilascio di calore lordo, ovvero comprensivo delle perdite di calore con le pareti, dal rilascio di calore netto, che non tiene conto degli scambi termici. L'espressione del calore totale è la seguente

$$\delta Q_{tot} = \delta Q_{net} + \delta Q_{lost}$$

La stima di δQ_{lost} , anche usando modelli semplificati, richiede la conoscenza della temperatura dei gas e della temperatura di parete. Tali modelli sono difficilmente implementabili in tempo reale. Anche la valutazione del calore netto racchiude delle complessità inerenti al calcolo

$$\delta Q_{net} = \left(\frac{C_p}{R}\right) V dp + \left(\frac{C_p}{R} + 1\right) p dV$$

essendo c_p e c_v variabili con la temperatura e con la composizione dei gas, che variano durante il processo di combustione. Anche in questo caso occorre fare delle semplificazioni per rendere possibile il calcolo in tempo-reale del calore rilasciato, supponendo costante a tratti il rapporto tra i calori specifici (γ) durante la combustione. In particolare facendogli assumere un valore in fase di compressione ed uno in fase di espansione.

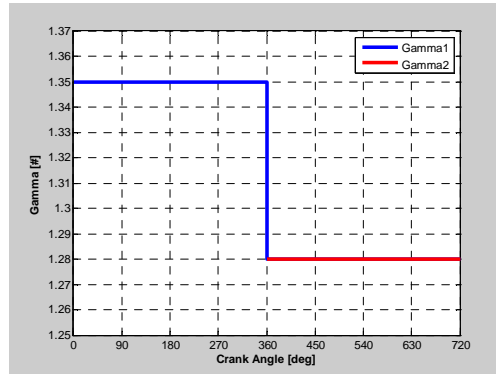


Figura 5.1: andamento di gamma all'interno del ciclo motore

Riscrivendo i termini in c_p , c_v e R , considerandoli costanti durante tutto il tratto angolare a valvole chiuse, e differenziando in ϑ , si ottiene la nota espressione del tasso di rilascio di calore netto

$$\delta Q_{net} = \left(\frac{\gamma}{\gamma - 1}\right) V dp + \left(\frac{1}{\gamma - 1}\right) p dV$$

Spesso è utile analizzare l'evoluzione del rilascio di calore in forma integrale. E' una curva in funzione di ϑ che ad ogni valore associa l'integrale del calore rilasciato da inizio calcolo fino a quel punto. In forma discreta si ottiene

$$Q_{int\ k} = \sum_{i=1}^k \left[\left(\frac{\gamma}{\gamma - 1} \right) \left(\frac{V_i - V_{i-1}}{2} \right) (p_i - p_{i-1}) + \left(\frac{1}{\gamma - 1} \right) \left(\frac{p_i - p_{i-1}}{2} \right) (V_i - V_{i-1}) \right]$$

Considerando γ costante a tratti l'equazione si modifica in questo modo:

$$Q_{int\ k\ 1} = \sum_{i=1}^k \left[\left(\frac{\gamma_1}{\gamma_1 - 1} \right) \left(\frac{V_i - V_{i-1}}{2} \right) (p_i - p_{i-1}) + \left(\frac{1}{\gamma_1 - 1} \right) \left(\frac{p_i - p_{i-1}}{2} \right) (V_i - V_{i-1}) \right]$$

$$\nabla \vartheta \in [0; 360]$$

$$Q_{int\ k\ 2} = \sum_{i=1}^k \left[\left(\frac{\gamma_2}{\gamma_2 - 1} \right) \left(\frac{V_i - V_{i-1}}{2} \right) (p_i - p_{i-1}) + \left(\frac{1}{\gamma_2 - 1} \right) \left(\frac{p_i - p_{i-1}}{2} \right) (V_i - V_{i-1}) \right]$$

$$\nabla \vartheta \in [361; 720]$$

$$Q_{int\ k\ TOT} = Q_{int\ k\ 1} + Q_{int\ k\ 2}$$

Modificare l'andamento di gamma (γ) significa modificare l'integrale della curva del rilascio del calore, vale a dire il massimo del calore rilasciato e di conseguenza anche la posizione del 50% MFB, (la posizione angolare in cui si colloca il 50% della massa bruciata).

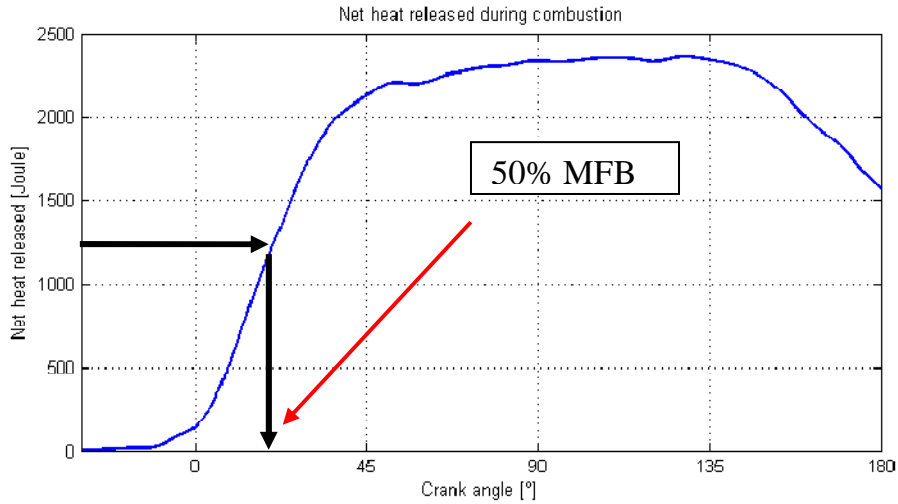


Figura 5.3: individuazione del 50% MFB

Migliorare il risultato sulla stima del rilascio del calore dipende moltissimo dai valori di γ che sono stati scelti. In generale impostando γ come nell'esempio di Figura 5.4 rispetto ad usare il valore medio per tutta la durata della combustione permette di dare maggior peso alla parte in cui è effettivamente la combustione.

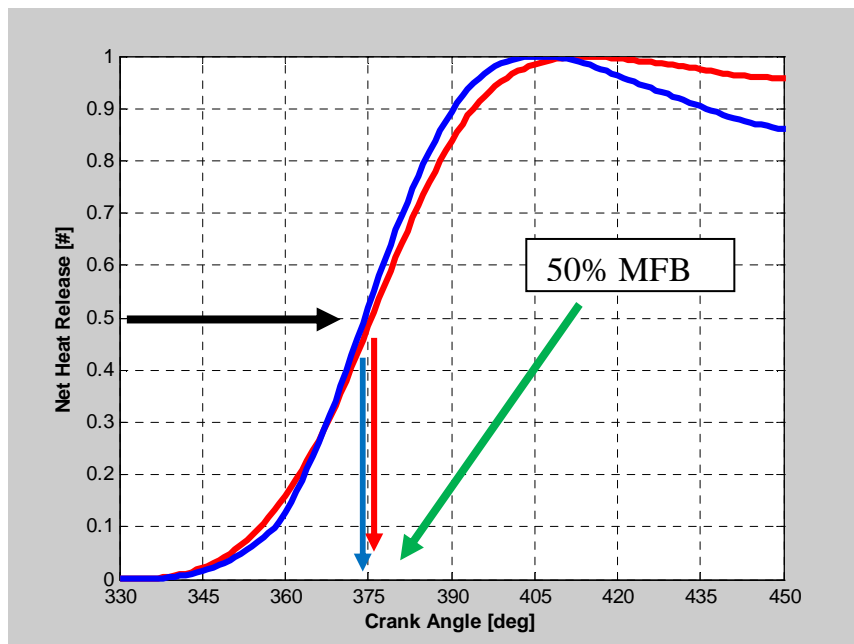


Figura 5.4: Esempio di andamento dell'integrale del rilascio del calore. In rosso Calcolato con γ costante; in blu con γ variabile a tratti

L'espressione del calore rilasciato integrale rappresenta l'energia sviluppata dalla combustione. E' possibile considerare tale energia proporzionale alla massa di combustibile bruciato e il grafico di Figura 5.5, ottenuto normalizzando all'unità quello riportato in Figura 5.3, rappresenta l'andamento della frazione di massa bruciata durante la combustione. Più che l'andamento della curva in sé per sé ci sono importanti altre grandezze da essa ottenibili, come la posizione in cui si raggiunge il 50% della massa bruciata, oppure la durata della combustione. La posizione angolare in cui si verifica il raggiungimento di alcuni punti notevoli di frazione di massa bruciata forniscono informazioni importantissime per l'analisi della fase della combustione. Questi valori notevoli tipicamente sono il 5%, il 50% e il 90%. Il primo rappresenta convenzionalmente l'inizio della combustione, il secondo ne indica il baricentro e l'ultimo la conclusione. La posizione del 50% MFB (Mass Fraction Burned) è anche usata come grandezza obiettivo nelle strategie più avanzate di controllo motore, ovvero si cerca di posizionare il 50% MFB in modo da ottenere le prestazioni desiderate. Dalla frazione di massa bruciata si ricava anche la durata della combustione, espressa come ampiezza angolare. Convenzionalmente questa è definita come la differenza tra la posizione del 5%MFB e del 90%MFB.

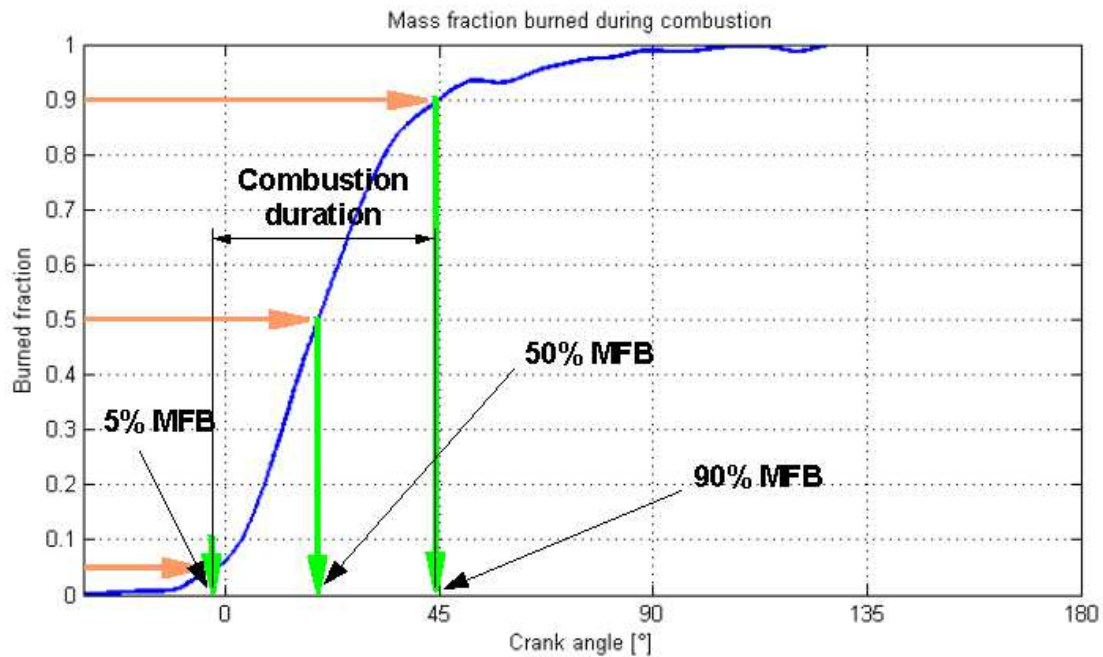


Figura 5.5: grandezze derivate dalla frazione di massa bruciata

5.4. Picco della pressione (nuovo algoritmo)

A partire dalla curva di pressione corretta, in cui è stata recuperata la componente media, è possibile ricavare numerosi altri indicatori della qualità della combustione.

La posizione del picco della pressione massima è importante per avere una stima della posizione della combustione. È stato riscontrato che in funzione della risoluzione del segnale di pressione (costante di conversione bar/V), della modalità di combustione e della geometria del motore il picco di pressione si può assumere forme differenti. Nelle figure sottostanti sono mostrati alcune particolari tipologie di segnali.

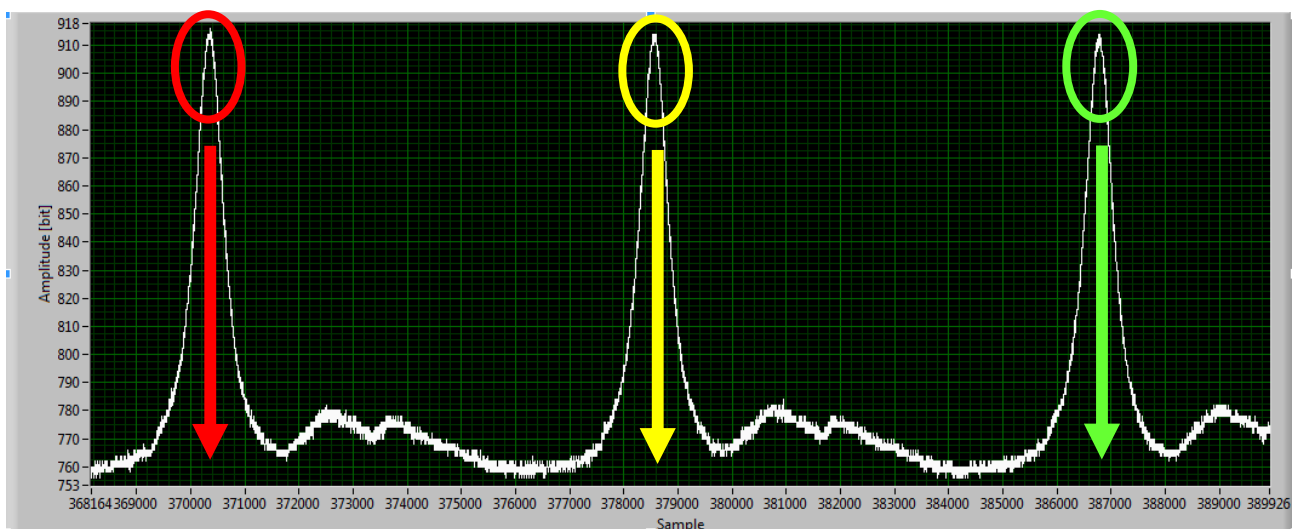


Figura 5.5: esempio di andamento del segnale di pressione in cut-off

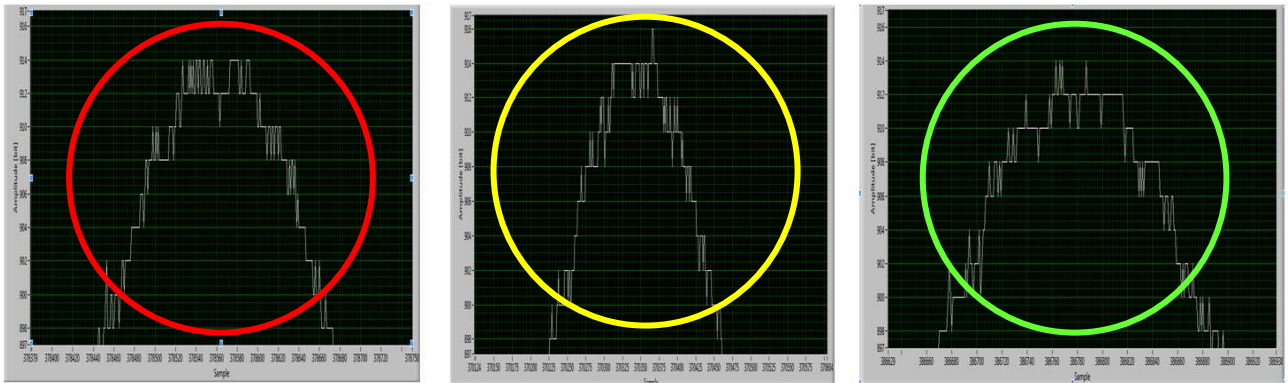


Figura 5.6: ingrandimento del picco di pressione in cut-off

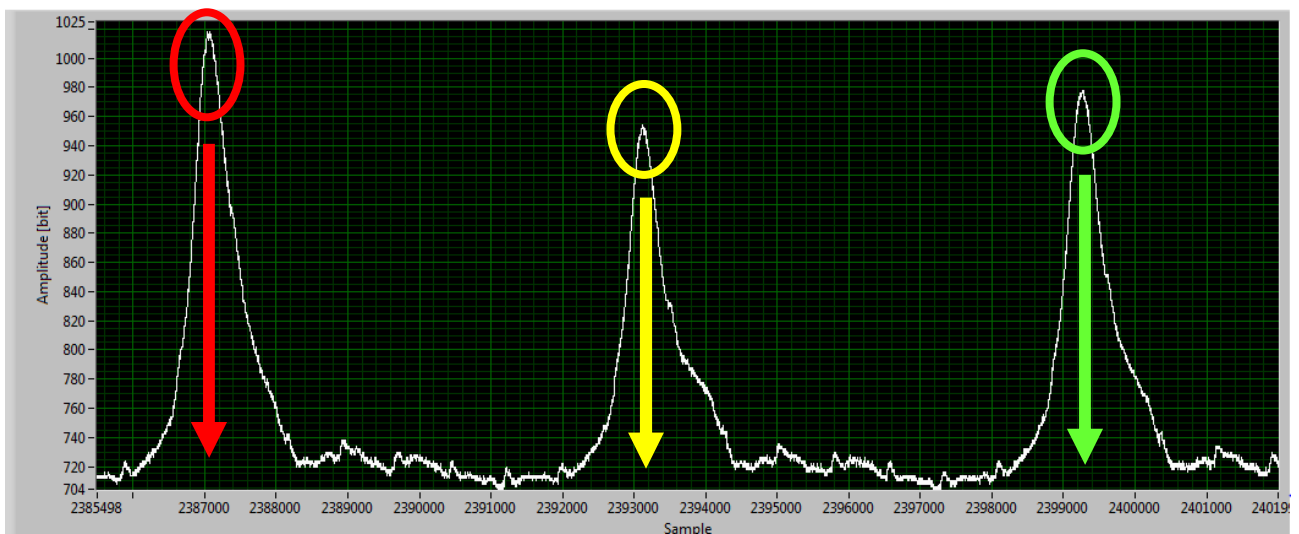


Figura 5.6: esempio di andamento del segnale di pressione in Firing

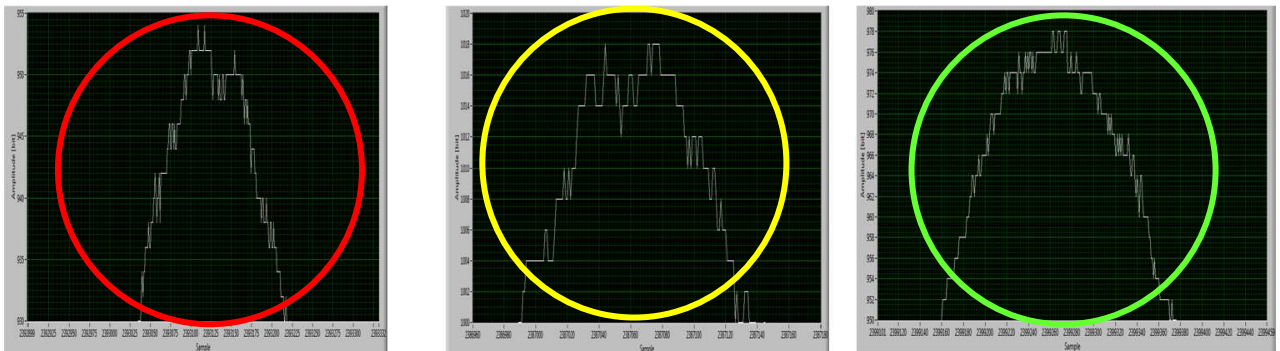


Figura 5.7 ingrandimento del segnale di pressione in corrispondenza del picco di pressione in firing

Come è possibile vedere dalle figure precedenti in corrispondenza del picco della pressione in camera di combustione il segnale può essere più o meno piatto. Questo effetto non crea problemi sulla determinazione del massimo della pressione raggiunto nel ciclo motore ma crea problemi in caso determinazione della posizione angolare del picco della pressione. Per risolvere questo problema è stato implementato un algoritmo che identifica per ogni ciclo la posizione in cui si raggiunge per la prima volta il picco e la posizione in cui si identifica per l'ultima volta lo stesso valore di pressione. La nuova posizione del picco viene calcolata

facendo la media tra le due posizioni individuate. In questo modo vengono considerati anche i casi in cui si presentino massimi multipli.

Se il valore massimo di pressione è unico, all'interno di uno stesso ciclo, la posizione in cui si identifica il picco il valore finale sarà la medesima, ma negli altri casi il valore è quello definito sopra. Nelle figure seguenti è mostrato in modo semplificato in cosa consiste il metodo.

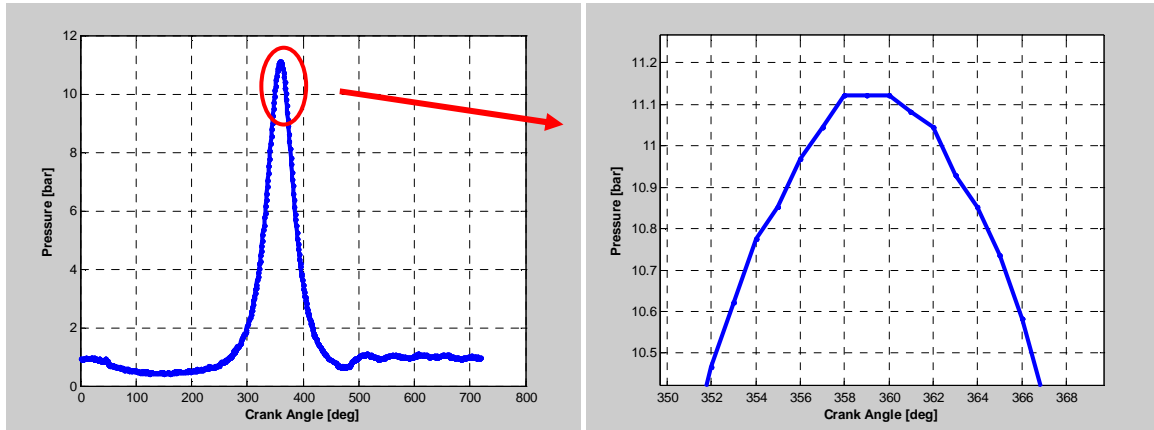


Figura 5.8: a sinistra è mostrato un ciclo di pressione in cut-off, a destra l'ingrandimento del massimo della pressione dell'immagine di sinistra

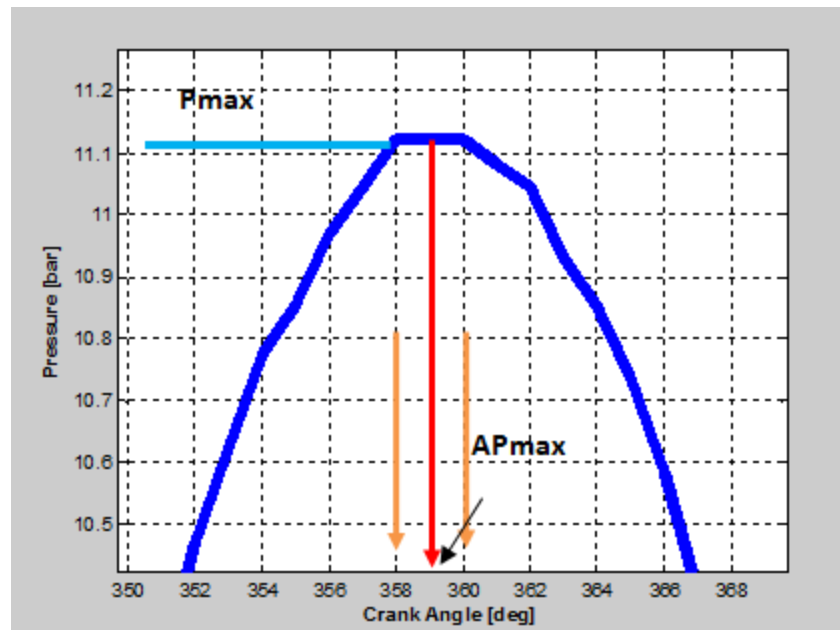


Figura 5.9: Confronto tra i due metodi per la determinazione della posizione del picco di pressione

5.5. TDC: determinazione del punto morto superiore geometrico

Per un sistema che può essere utilizzato on-board è fondamentale poter definire correttamente la posizione dei TDC (Top Dead Center o punto morto superiore attivo). Determinare il TDC non è semplice. L'ideale sarebbe utilizzare dei sensori capacitivi, ma questo comporta un dispendio enorme di tempo e denaro ed è necessario inevitabilmente un banco prova dinamico. In alternativa a questi sensori, il punto morto superiore può essere determinato utilizzando gli stessi sensori di pressione utilizzati per fare l'analisi di combustione andando a valutare il segnale in assenza di combustione. Tipicamente la determinazione del TDC viene eseguita in sala prove trascinando il motore fino alla velocità di rotazione desiderata, oppure spegnendo uno o più cilindri.

I parametri di combustione come: IMEP, MBF50; dipendono fortemente dalla posizione del picco. Commettere un errore di 1 grado sulla posizione dei TDC [10], porta ad avere errori sul calcolo di queste grandezze che si aggirano rispettivamente:

- di circa 1° per il 50% MFB
- di un 4-5% sul valore dell'IMEP

La posizione del picco della pressione, APmax, è un numero relativo riferito al TDC: la posizione del massimo del segnale acquisito per quel ciclo è relativa al TDC impostato.

Il sistema di calcolo, durante la determinazione del TDC, restituisce come sempre i parametri indicating. Di questi l'unico che restituisce un valore "corretto" in relativo al TDC impostato è il valore della posizione in corrispondenza del massimo della pressione in camera di combustione. Tutti gli altri sono errati di una quantità che dipende dal errore commesso sul TDC. Quindi è importante in fase di determinazione del TDC sapere se il ciclo che stiamo analizzando è con combustione oppure ne è privo, in modo da scartare dall'analisi i primi. Per la determinazione del TDC non è possibile utilizzare la posizione del picco, in quanto può essere affetta da rumore. Inoltre, bisognerebbe introdurre limitazioni sulla velocità di rotazione e sul valore del picco di pressione per poter scartare con certezza i cicli senza combustione. Infine, se il valore del TDC è sbagliato, per esempio, di 180° in positivo rispetto a quello reale, il sistema effettua il recupero della componente media in corrispondenza del picco della pressione e la campana viene traslata in basso portando tutto il segnale a non superare la soglia minima di pressione per accettare il dato. Nell'esempio di Figura 5.10, per il PMS errato (in rosso) vengono scartati tutti i cicli.

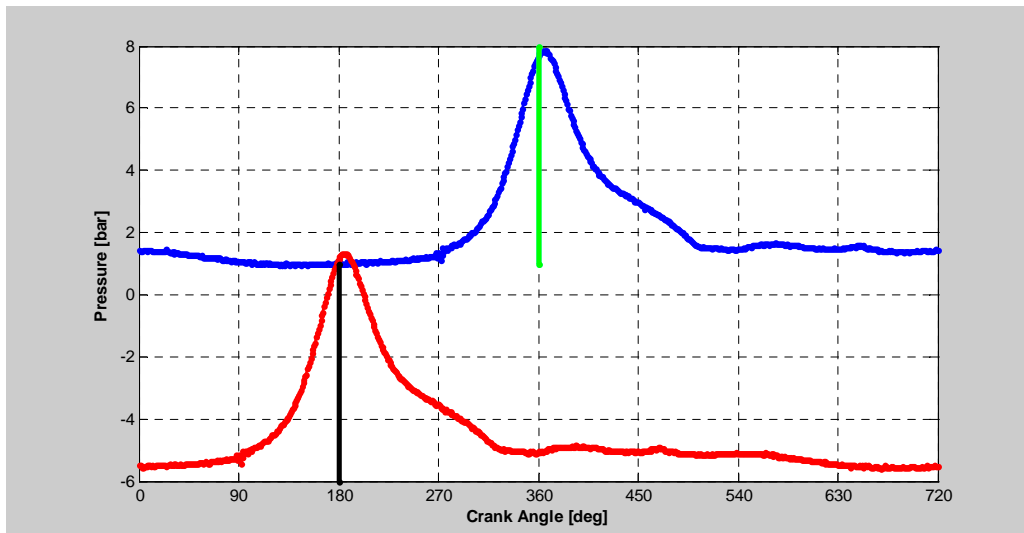


Figura 5.10: esempio di recupero della Pmedia con TDC corretto "blu" e sbagliato "rosso"

Il metodo per la determinazione del TDC deve soddisfare le seguenti caratteristiche:

- Piena indipendenza dai PMS geometrici;
- Piena indipendenza dal recupero della componente media;
- Piena indipendenza dalla costante di conversione bar/V.

La soluzione adottata si basa sulla teoria dei motori alternativi a combustione interna. In un sistema ideale, adiabatico, in cui non ci sono perdite per trafilamenti lungo le fasce elastiche e in assenza di combustione le fasi compressione ed espansione sono due politropiche sovrapposte. Di conseguenza, per fissato valore di pressione, compreso lungo la fase di compressione, la posizione angolare che identifica l'attraversamento in salita di questa soglia per la fase di compressione e l'analoga posizione per l'attraversamento in discesa in fase di espansione sono simmetrici rispetto al punto morto superiore.

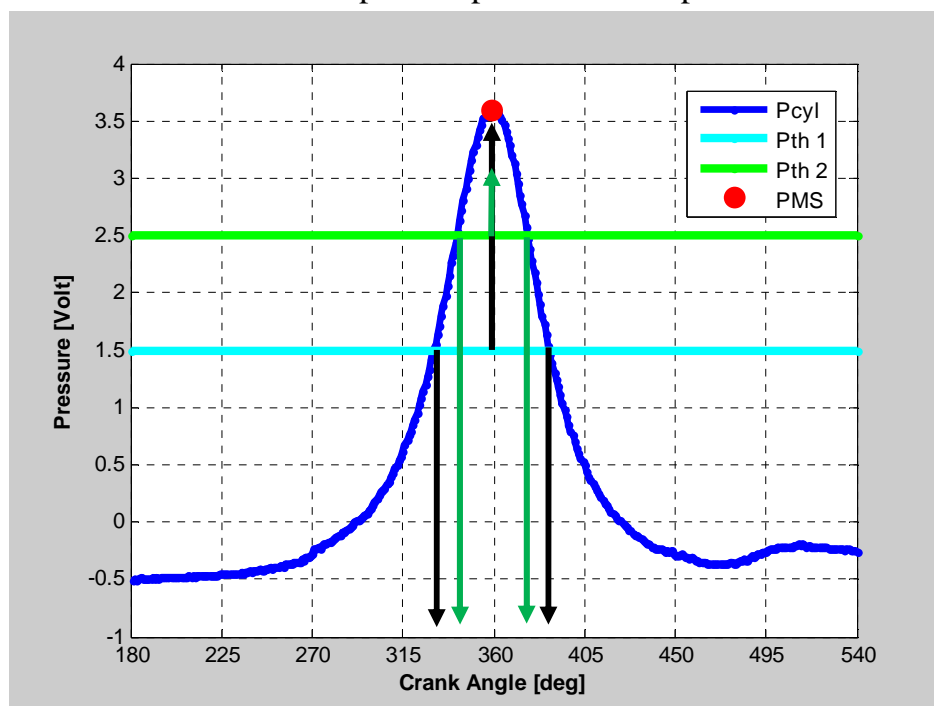


Figura 5.11: esempio di identificazione del TDC con due soglie

In condizioni ideali è sufficiente fissare un valore di pressione per identificare il PMS. Nella realtà le cose non vanno così e di conseguenza, per poter essere certi di aver individuato correttamente il TDC è necessario impostare un numero di soglie maggiore di 1. Questa condizione da sola non soddisfa tutte le caratteristiche che ci siamo imposti. È stato necessario fissare un numero massimo di soglie da utilizzare per evitare di non complicare troppo il calcolo. Il numero di soglie impostabili sono 4, selezionabili come percentuale dell'ampiezza del segnale. Svincolare il calcolo del TDC dai risultati fisici, (posizione corretta di APmax, valore corretto di Pmax), significa lavorare basandosi solo su quello che è avvenuto al ciclo precedente, prescindendo dal recupero della componente media. In Figura 5.12, sono rappresentati due cicli di pressione consecutivi. Dal ciclo in magenta vengono identificati il massimo e il minimo assoluti del segnale elettrico. Partendo da questi due dati si suppone che il ciclo successivo, rappresentato in blu, possa essere simile al precedente. Questa ipotesi si riferisce a due cicli consecutivi senza combustione. Se per due cicli consecutivi di misfire non fosse verificata, significa che il segnale elettrico è affetto da un drift tale da impedire il calcolo per quel ciclo. Anche avendo una variazione di pressione nel collettore di aspirazione, viste le sue dinamiche, due cicli consecutivi differiranno di poco e di conseguenza le due soglie prese in considerazione differiranno di poco dal minimo e il massimo per il nuovo ciclo.

Partendo da queste due soglie si suddivide il segnale in un numero fisso di intervalli, potenza di 2. Questa scelta è stata fatta puramente per questioni di velocità di calcolo e risparmio di risorse.

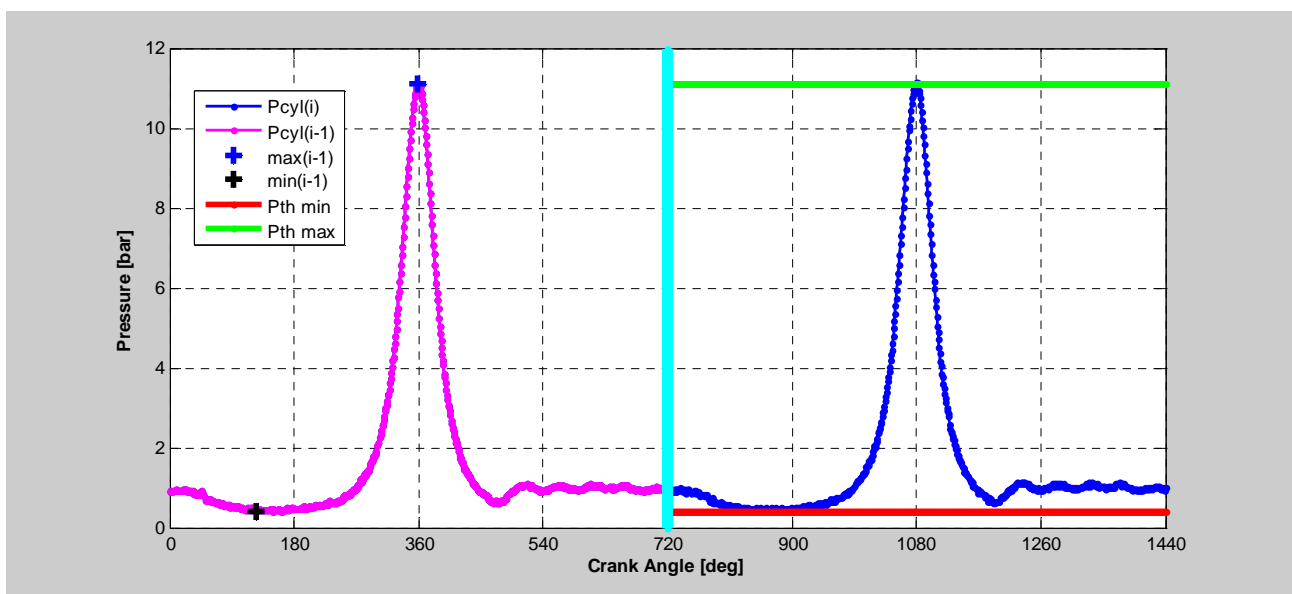


Figura 5.12: Esempio di determinazione delle soglie per l'identificazione del TDC

Operando in questo modo, è possibile determinare le soglie di tutti i segnali di pressione: l'eventuale configurazione dell'amplificatore di carica che introduce un offset negativo sul segnale di output per massimizzare la risoluzione dell'acquisizione, è influente dal punto di vista dell'applicazione della metodologia presentata. È possibile fare valutazioni

accettabili anche in presenza di segnali di pressione che soffrono di un leggero drift, anche se questo effetto comunque, distorcendo il segnale, altera i risultati.

La valutazione vera e propria del TDC viene fatta nel software installato sul PC dell'utilizzatore.

L'esecuzione è la seguente:

- FPGA campiona il segnale di pressione e in base al valore percentuale delle soglie impostate identifica per ogniuna di queste i due angoli di attraversamento. Tutto viene spedito al processore Real-Time;
- Il processore Real-Time funge da vettore, prende i dati che l'FPGA ha spedito e li mette a disposizione del sistema di calcolo Host;
- Il sistema di calcolo implementato in Host elabora i dati ottenuti dal processore Real-Time e determina il valore del PMS. In host vengono scartati i cicli che non sono di combustione valutando la media delle singole soglie determinate in FPGA.

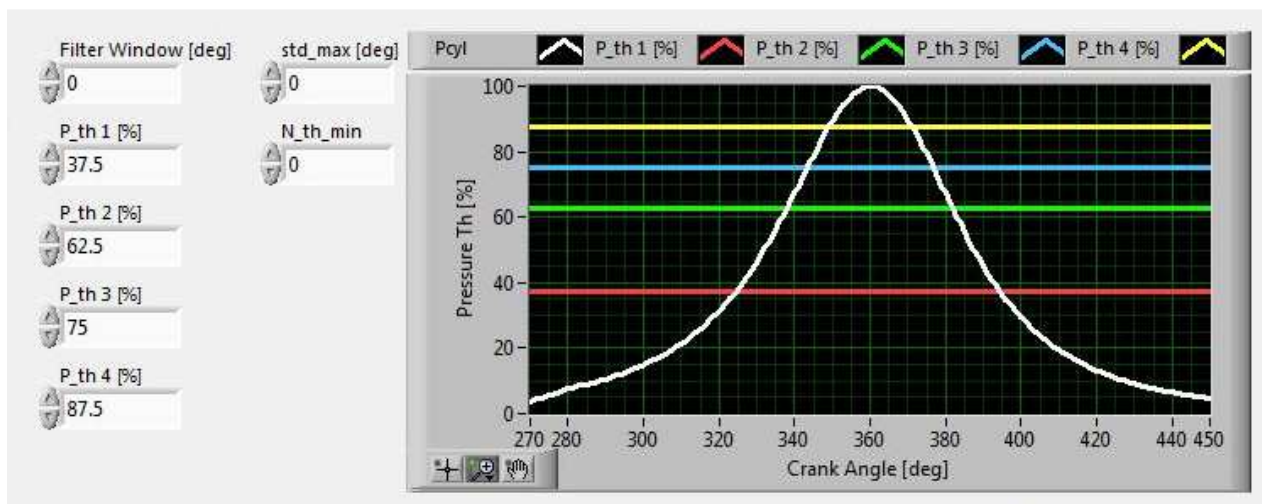


Figura 5.13: pop-up che permette all'utente di scegliere i parametri per il calcolo del TDC

L'utente, oltre a selezionare il valore delle 4 soglie, $P_{th} \# [\%]$ riferito in percentuale rispetto al massimo assoluto del ciclo prima, deve impostare anche altri 3 parametri:

Filter window [deg]: filtro angolare, valore in gradi minimo al di sotto del quale si impedisce di individuare false transizioni. Serve ad evitare che spike possano influenzare i risultati e far identificare delle soglie in discesa in posizioni errate;

Std_max[deg]: deviazione standard massima che si accetta come scarto tra le singole medie ottenuta dalle varie soglie per lo stesso cilindro. Vengono scartati tutti i cicli che non soddisfano questa condizione;

N_th_min: numero minimo di soglie individuate con cui si vuole fare il calcolo del TDC. Vengono scartati tutti i cicli che non soddisfano questa condizione. Questo dato viene determinato in FPGA.

Nella Figura 5.14, è mostrato la finestra del software in cui vengono esposti i valori misurati dei PMS con il metodo basato sulla posizione del picco (APmax) con gli opportuni vincoli e il metodo sopra descritto.

In figura è raffigurato il grafico con l'andamento istantaneo e la mediana in alto con il metodo basato sul APmax, in basso il metodo basato sulle soglie; a lato è espresso il valore della deviazione standard, della mediana e il nuovo valore del TDC tutto questo per entrambi i metodi. È possibile inibire i cilindri di cui non si vuole fare l'identificazione del PMS. Il numero massimo di cicli utilizzati per il calcolo finale dipende dalla dimensione del buffer per il calcolo delle grandezze statistiche.

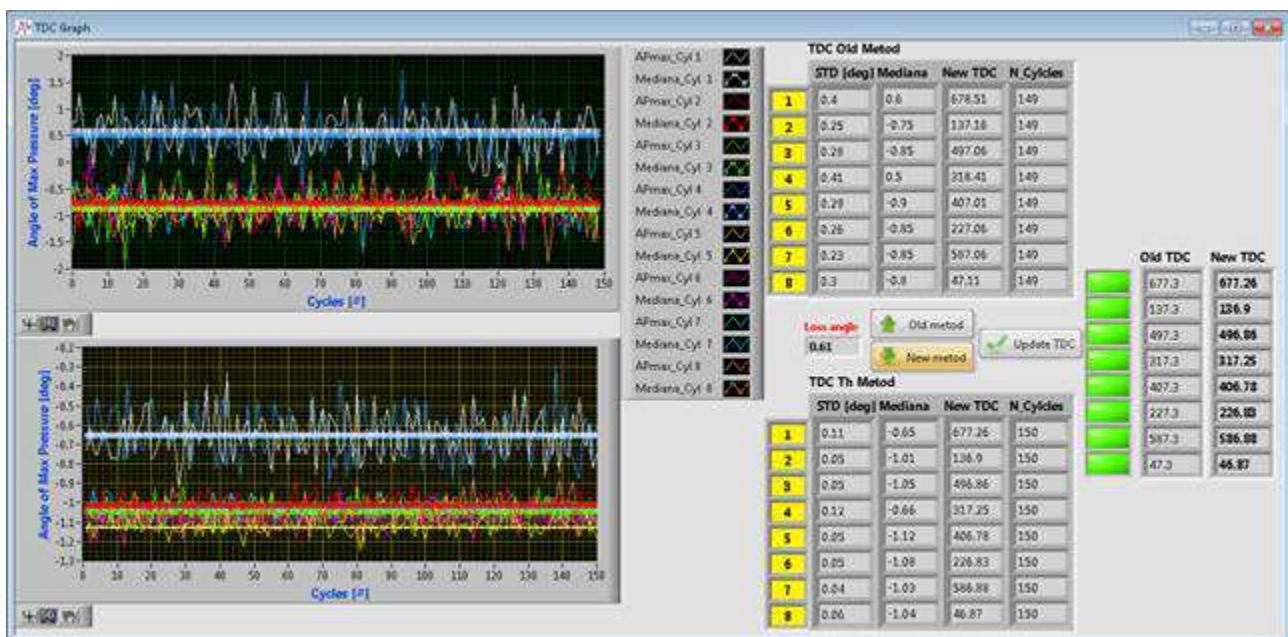


Figura 5.14: esempio di calcolo del TDC su un motore V8 per tutti i cilindri

Utilizzando questo metodo è si ottengono risultati molto soddisfacenti:

- Aumento della ripetibilità
- Riduzione della deviazione standard ciclo-ciclo

6. Validazione e test prestazionali

Per essere certi che il sistema realizzato funzioni correttamente è stata fatta una campagna di prove comparativa con il sistema di AVL Indimaster. Da aggiungere a questa comparazione è la verifica dell'effettivo funzionamento anche on-board, simulandole sollecitazioni che tipicamente si possono riscontrare in vettura: alte temperatura e forti vibrazioni. Superate queste prove sono stati eseguiti anche 2 test in vettura.

6.1. Validazione

Per poter verificare che il sistema di analisi indicating sia stato realizzato nel modo corretto è necessario eseguire una serie di test che possano garantire la corretta implementazione del sistema real-time. Per poter validare il sistema sono stati presi differenti prove acquisite utilizzando il sistema di analisi dati motore di AVL, IndiMaster. Ogni prova contiene i dati di un motore 4 cilindri campionati con risoluzione di 1 grado per campione sul segnale di pressione, (segnale non filtrato e acquisito in base tempo a 100kHz), i valori puntuali sul ciclo di picco di pressione massima, di angolo di pressione massima e di PMI. Per ogni prova è stato realizzato un hardware in the loop in modo da far acquisire alla Single-Board-RIO i segnali esattamente come se si trattasse di una prova reale. La scheda ADC che è stata realizzata per poter acquisire i segnali di pressione contiene all'interno un filtro analogico passa-basso a 32 kHz non disattivabile. Questo filtro modifica il segnale grezzo a tal punto che non rende possibile una valutazione diretta dei risultati ottenuti con IndiMaster. Infatti, solo filtrando il segnale grezzo off-line è possibile confrontare i risultati in termini di picco del segnale di pressione e di angolo della pressione massima. Tutte le prove sono state fatte in modo da valutare anche le prestazioni massime di calcolo, infatti i vari HIL sono stati eseguiti come se il regime di rotazione fosse di 18000rpm. Di seguito sono riportati i grafici di confronto tra valori calcolati da Indimaster, quelli calcolati dalla sbRIO in HIL e i dati rifiltrati a 32kHz off-line. Nella figura sottostante sono identificati i picchi di pressione calcolati da Indimaster (RaW), calcolati filtrando off-line a 32kHz il segnale grezzo (FilterOFF-line) ed infine il valore del picco calcolato dal sistema sbRIO9606. In Figura 6.2 è rappresentato l'errore che si commette sulla valutazione del picco di pressione, rispetto al segnale filtrato off-line. In maniera del tutto analoga si è proceduto per la valutazione del angolo di pressione massima.

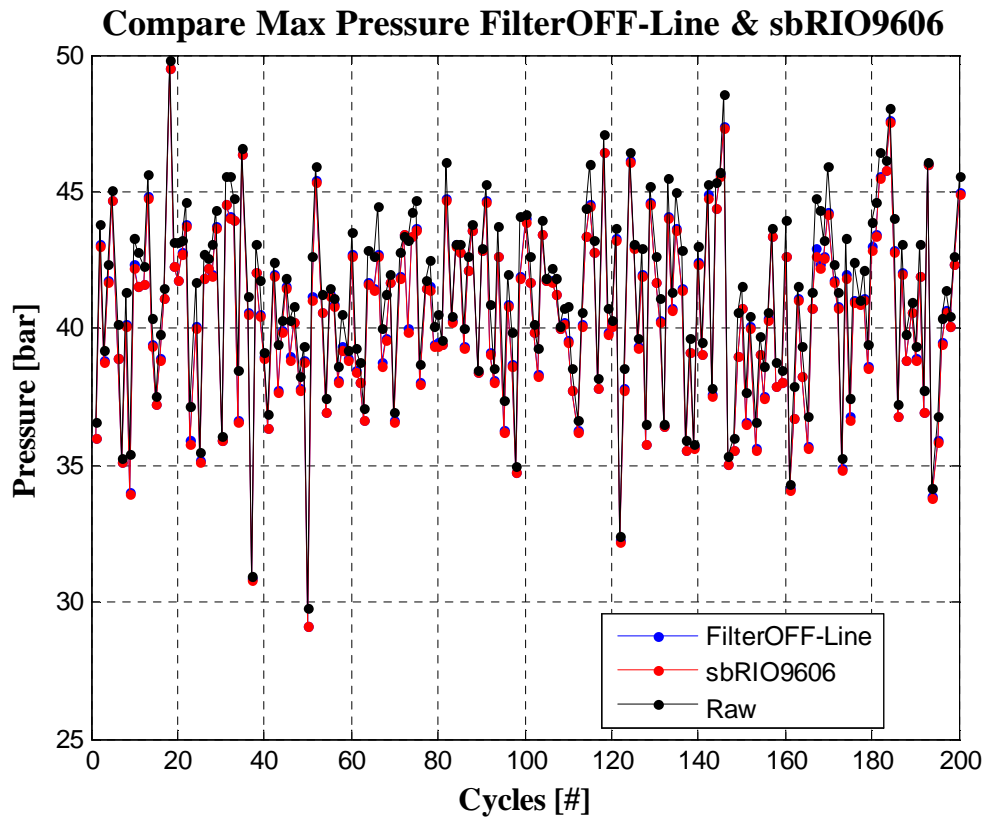


Figura 6.1

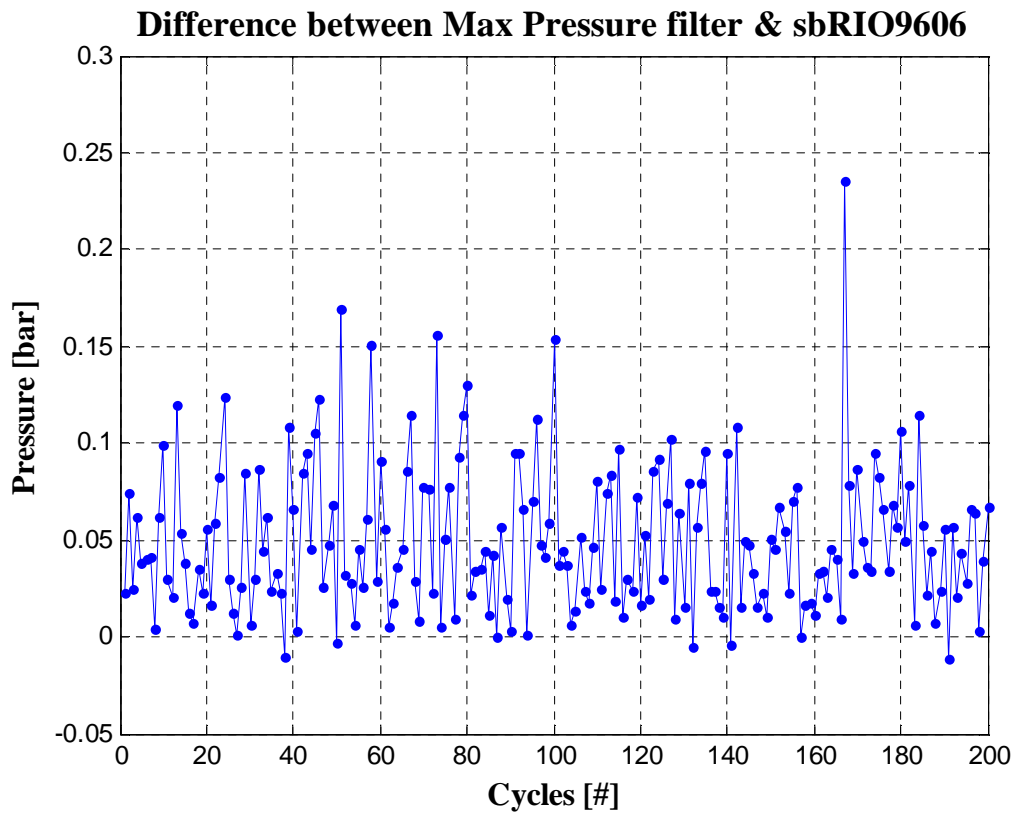


Figura 6.2

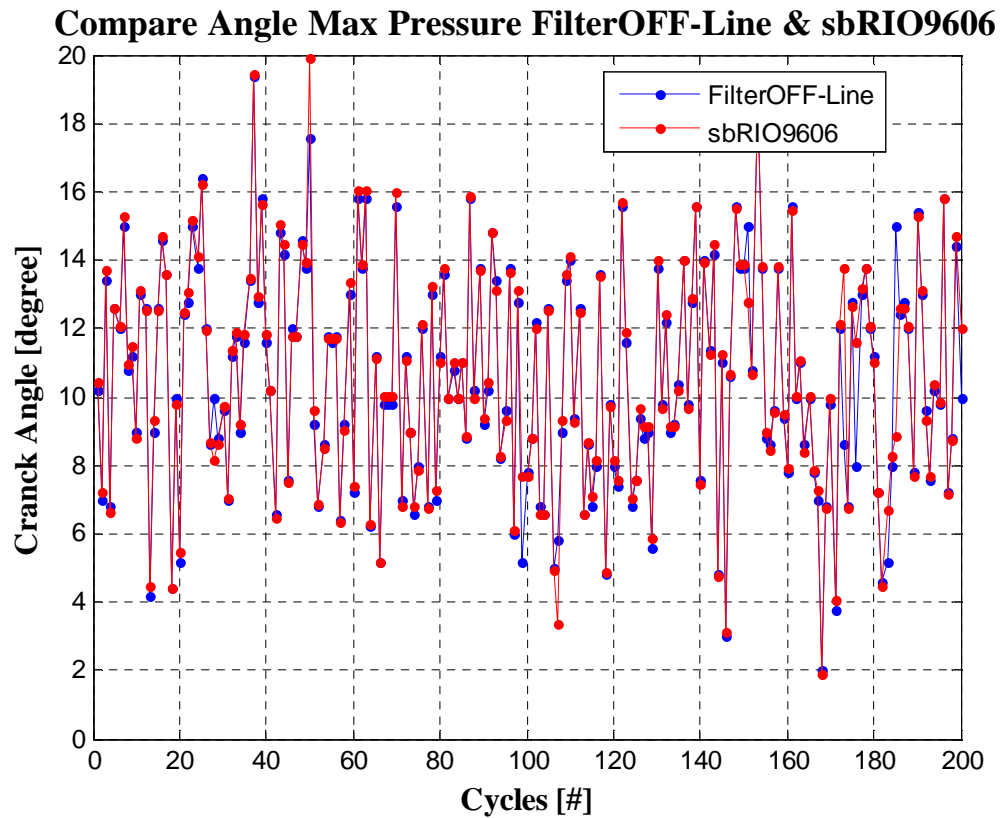


Figura 6.3

Difference between Angle Max Pressure FilterOFF-Line & sbRIO9606

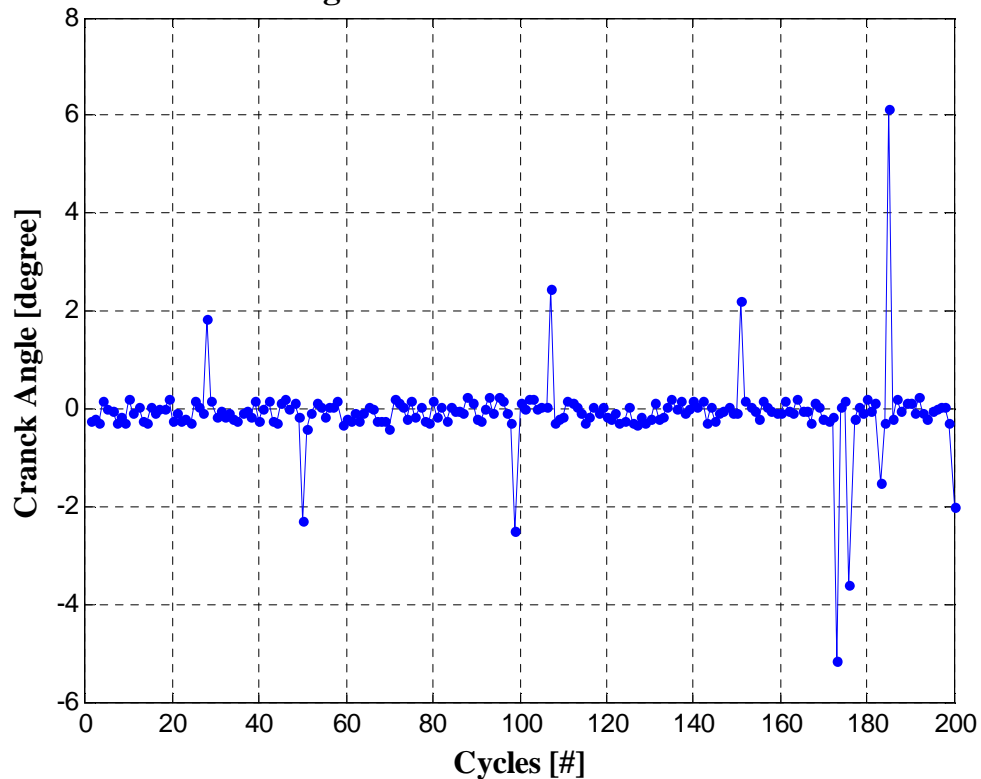


Figura 6.4

Dalla Figura 6.5 alla Figura 6.8 sono rappresentati gli andamenti del picco di pressione e dell'angolo di pressione massima per i segnali a valle di un filtro passa-basso a 5kHz per la medesima prova.

Nelle Figura 6.9, Figura 6.10, Figura 6.11 e Figura 6.12 sono rappresentati due cicli di pressione in cui si commette un errore molto grande sia sulla stima del picco di pressione che sulla valutazione dell'angolo in un cui si trova il picco di pressione. Da queste figure è facile capire come il filtro alteri il segnale reale e la frequenza di campionamento sia fondamentale nel individuare tutte le variazioni del segnale nel tempo. L'HIL ha una risoluzione angolare di 0.2 gradi per campione, in figura 30 le curve in blu e rosso hanno questa risoluzione. Facendo prove che possano integrare anche una valutazione sulle prestazioni, 18000rpm era il regime a cui venivano fatte le simulazioni. Per questa velocità di rotazione motore unito ad una frequenza di acquisizione di 200kHz si ottiene una risoluzione di $0.54^\circ/\text{Sample}$. Questo è sufficiente per comprendere come la risoluzione a questi regimi possa essere molto incisiva se il segnale è rumoroso o è in detonazione.

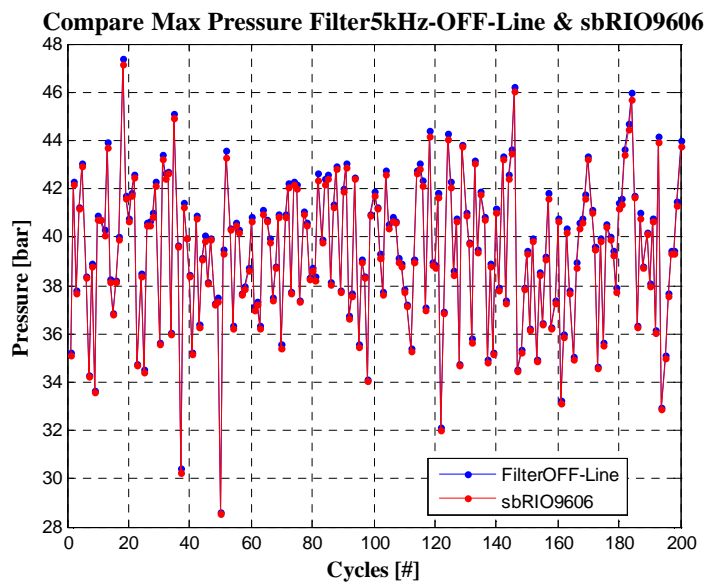


Figura 6.5

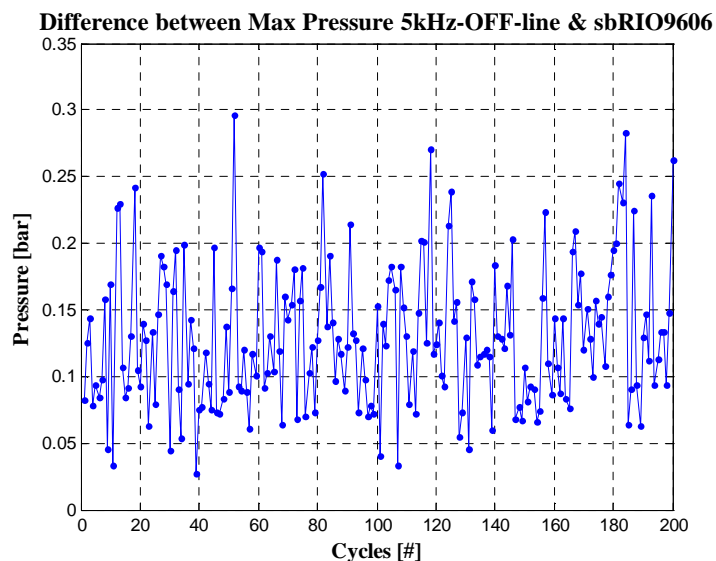


Figura 6.6

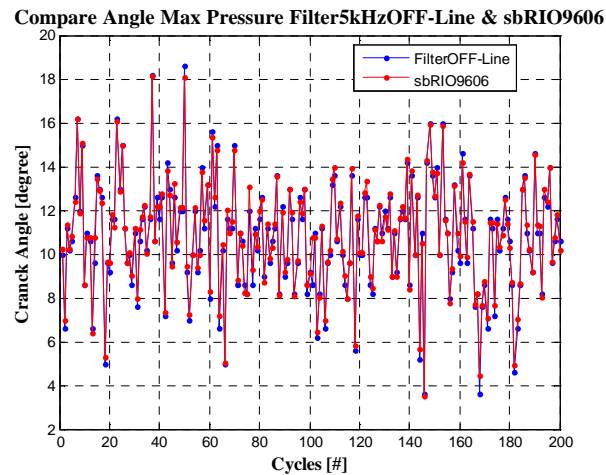


Figura 6.7

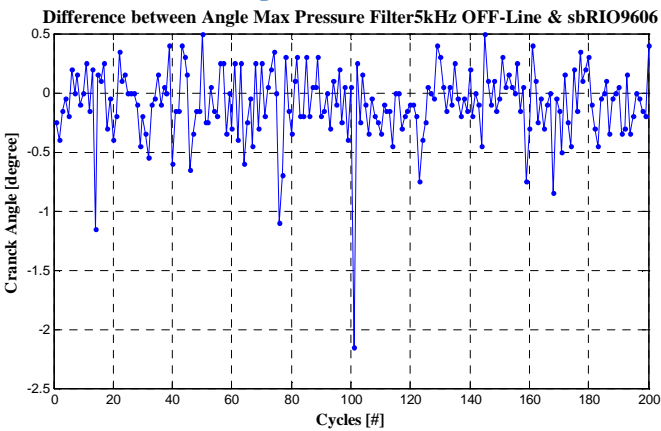


Figura 6.8

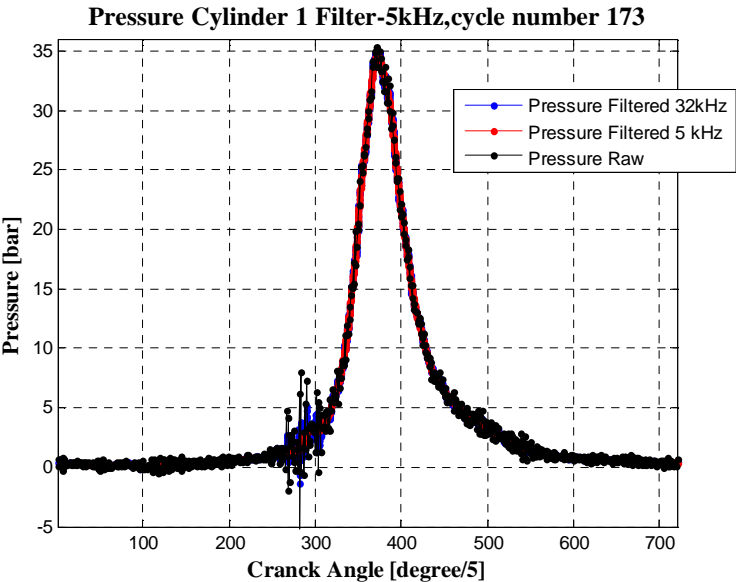


Figura 6.9

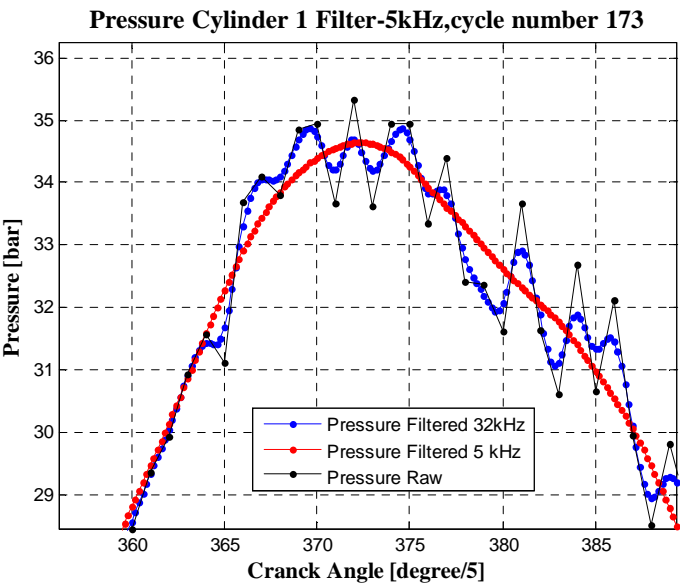


Figura 6.10

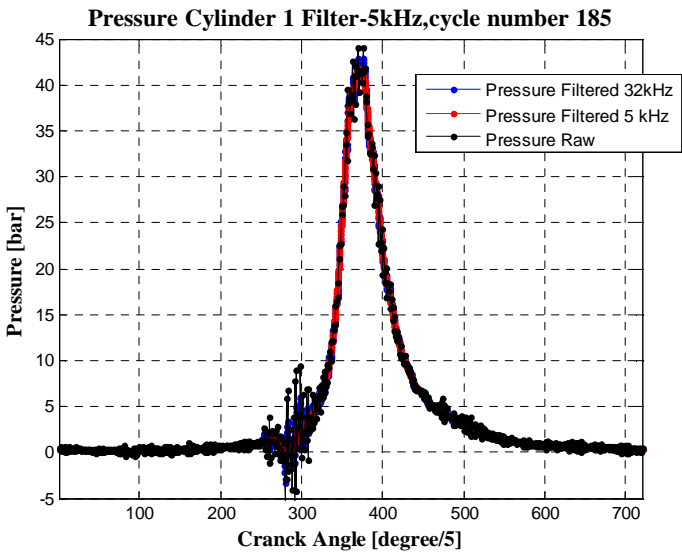


Figura 6.11

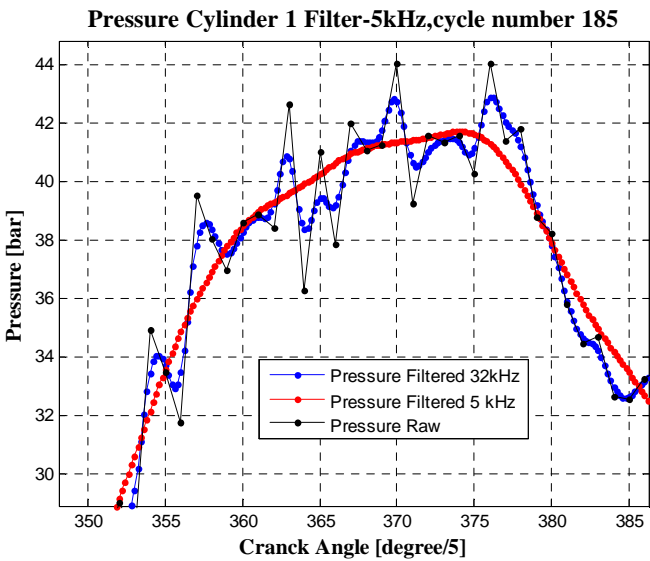


Figura 6.12

Il dato che emerge è che il filtro anti-aliasing presente all'interno del convertitore analogico digitale (ADC) non presenta particolari inconvenienti nell'individuazione del picco della pressione e nella individuazione della sua posizione, nel caso in cui, come pare razionale, la valutazione venga comunque fatta su un segnale filtrato passa-basso.

La risoluzione del sistema di acquisizione realizzato è di 0.05 gradi. Di seguito sono mostrati gli errori medi e le deviazioni standard per le prove viste in precedenza generando i dati a 18000 rpm. A tale velocità di rotazione considerando che la frequenza di acquisizione è di 200kHz la risoluzione angolare dei dati di pressione di 0.54 gradi/campione.

In questo prove gli errori sono:

	Mean	Sta dev	Unit
Picco di pressione: FilterOFF-line-sbRIO9606	0.049	0.038	bar
Ang_picco Pressione: FilterOFF-line-sbRIO9606	-0.078	0.756	deg
Picco di pressione: Filter5kHz-line-sbRIO9606-5kHz	0.129	0.052	bar
Ang_picco Pressione: Filter5kHz-line-sbRIO9606-5kHz	-0.09	0.30	deg

Nel caso si voglia individuare il picco di pressione e l'angolo associato inteso come singolo campione, allora questa soluzione hardware (chip ADC) è da scartare in quanto non permette di disattivare il filtro anti-aliasing passa-basso. Per le esigenze richieste ad un sistema in grado di eseguire calcoli motoristici in tempo reale questa soluzione pienamente accettabile in quanto possono essere visibili anche le frequenze di detonazione.

6.2. Test termici

Il test per validare la centralina On Board Indicating system 1 (OBI-1) per quanto riguarda la resistenza alle sollecitazioni termiche, è stato eseguito sia dal punto di vista puramente operativo che numerico. Si è voluto verificare effettivamente la robustezza del sistema alla temperatura.

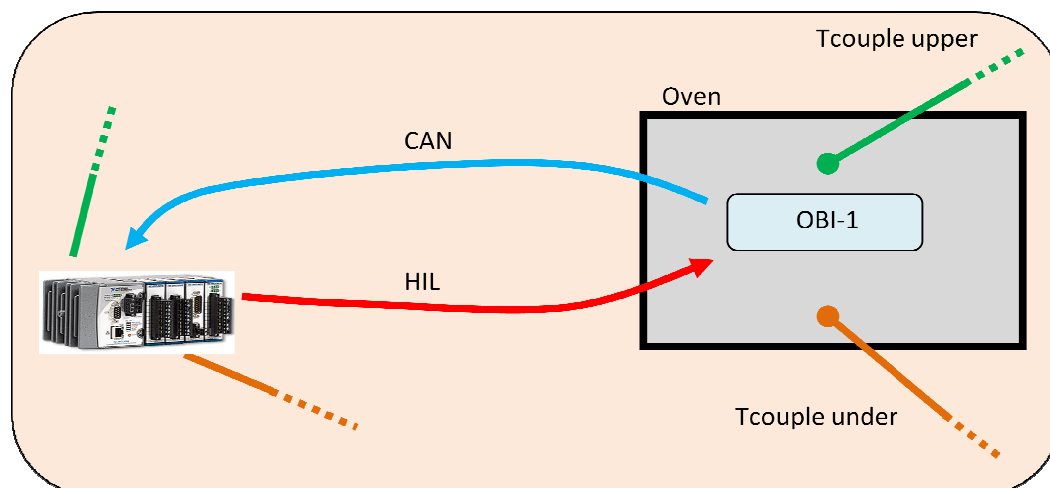


Figura 6.13 : Layout test termici

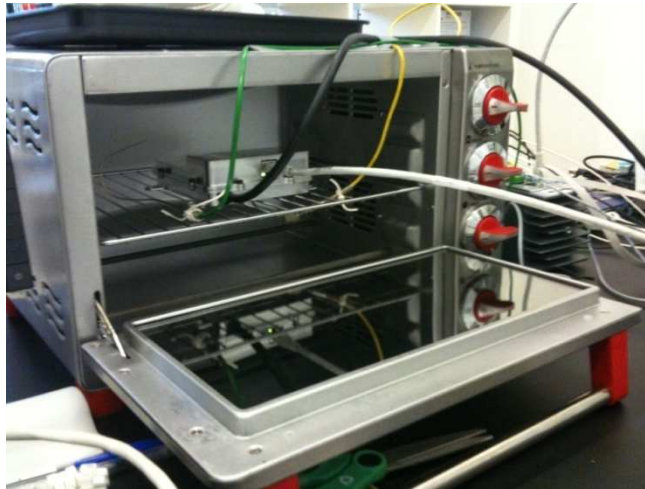


Figura 6.14: Immagine delle disposizione del OBI-1 per i test termici

La centralina è stata collocata all'interno di un forno elettrico ventilato. All'esterno del forno un dispositivo (NI cRIO) ha generato lo SMOT (segnale di ruota fonica) e due segnali di pressione di diversa ampiezza (3vpp e 5Vpp). I due cicli di pressione campione sono stati replicati invariati per tutta la durata della prova, simulando un regime di circa 18000rpm.

Oltre ai dati prodotti da OBI-1, acquisiti via CAN, sono state acquisite le temperature del forno tramite due termocoppie e la temperatura del generatore di dati.

Il profilo di temperatura è stato controllato manualmente agendo sul termostato del forno per simulare un periodo a 80°C stazionari, seguito da un periodo a 100°C stazionari e terminando con un picco a 150°C per 2 minuti e successivo raffreddamento. Il test è durato complessivamente circa 3 ore.

Il sistema è rimasto operativo per tutto il tempo, senza mai interrompere il flusso dei dati. I calcoli risultano coerenti, senza alcun segno di instabilità.

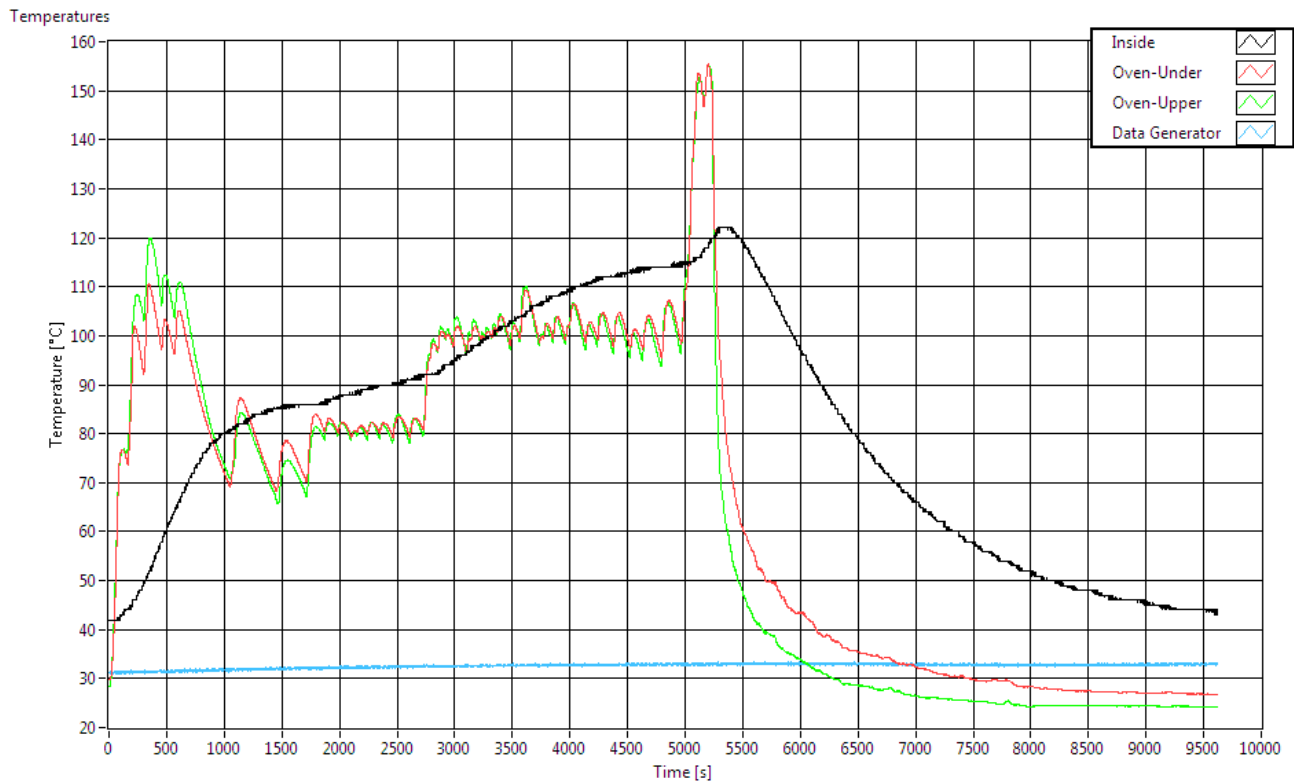


Figura 6.15: Andamento della temperatura durante la prova

Qui di seguito sono riportati gli andamenti delle grandezze motoristiche che il OBI-1 calcola costantemente in funzione della prova e della temperatura.

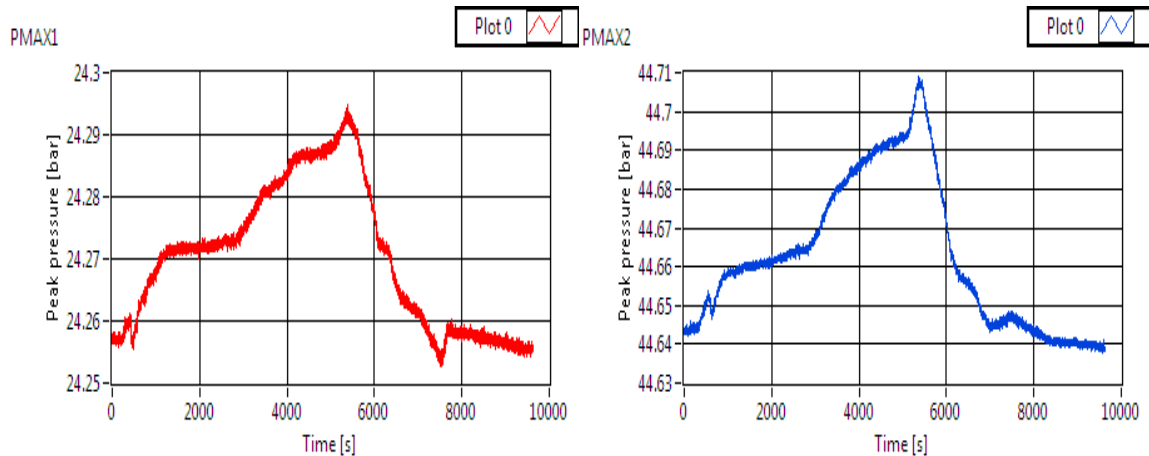


Figura 6.16: Andamento del massimo della pressione in funzione del tempo

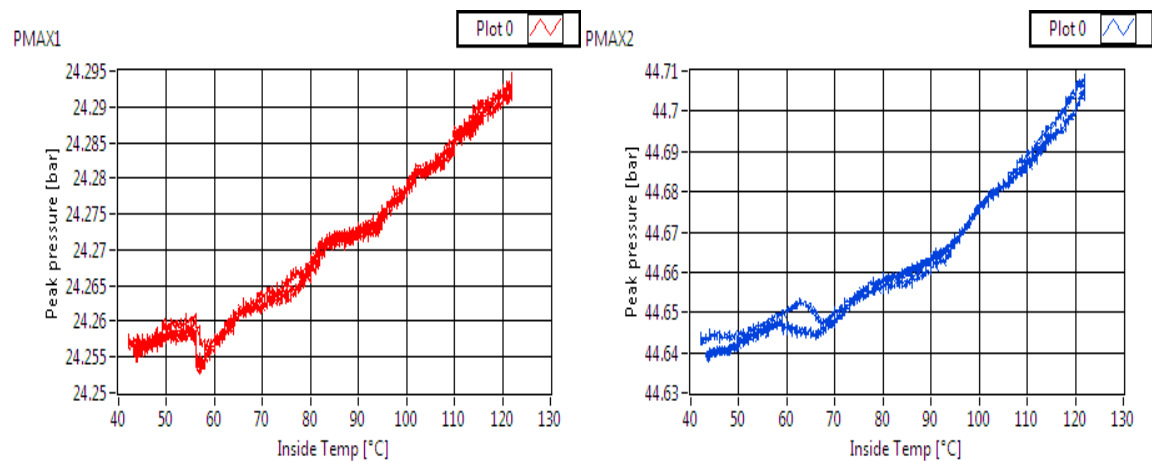


Figura 6.17:andamento del massimo della pressione in funzione della temperatura

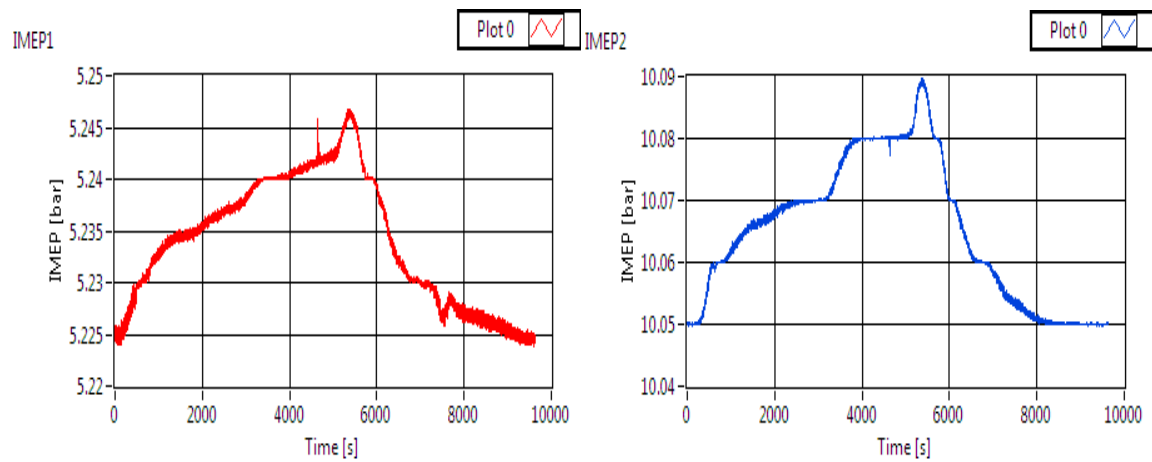


Figura 6.18: Andamento della pressione media indicata in funzione del tempo

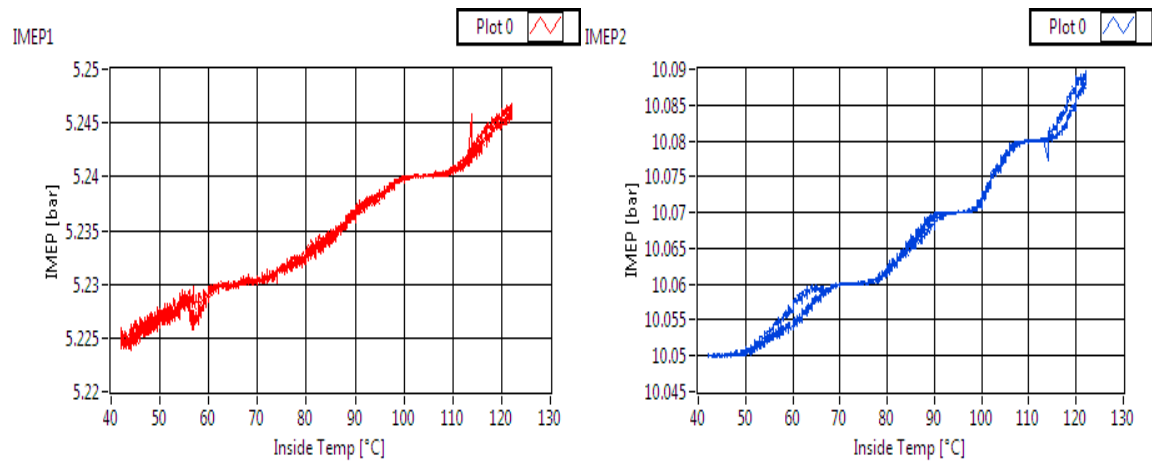


Figura 6.19: Andamento della pressione media indicata in funzione della temperatura

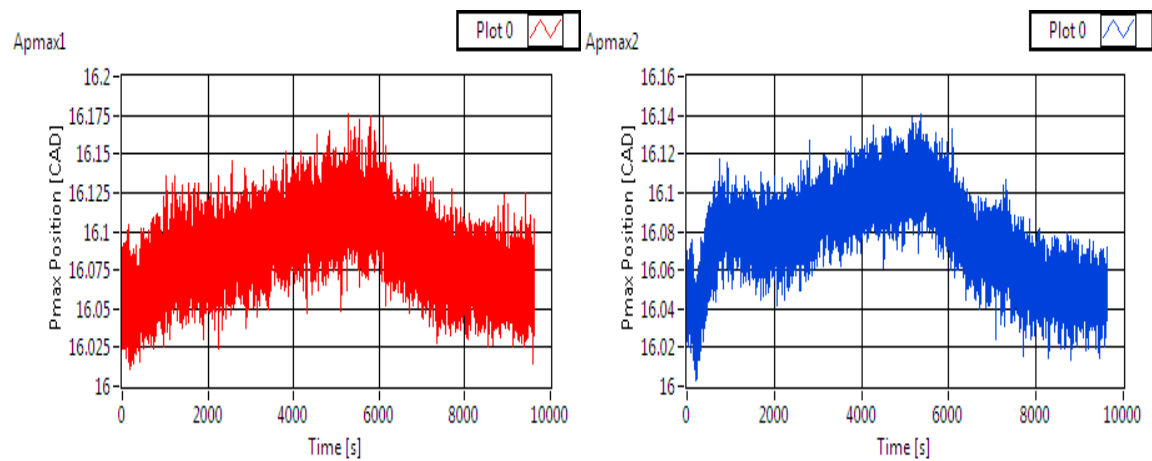


Figura 6.20: Andamento della posizione angolare del massimo della pressione in funzione del tempo

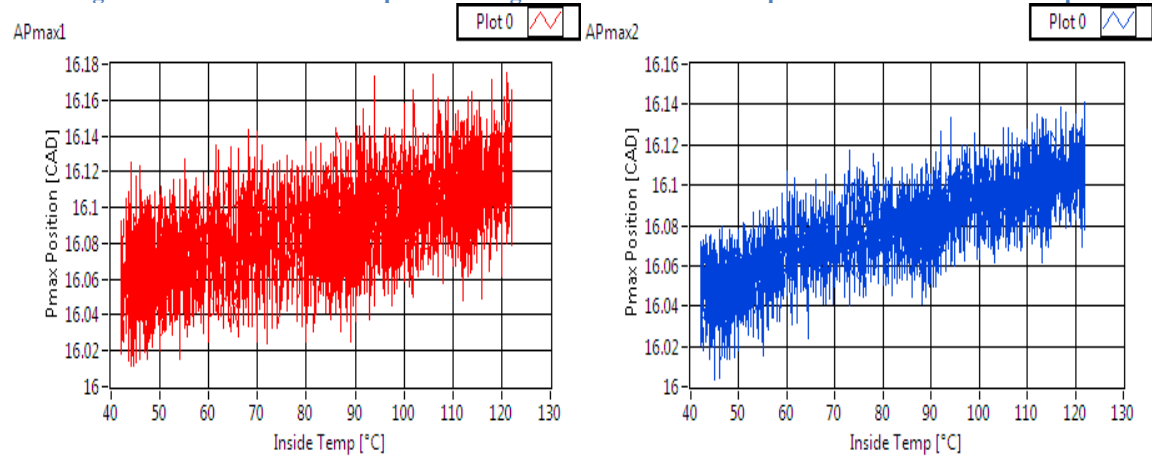


Figura 6.21: Andamento della posizione angolare del massimo della pressione in funzione della temperatura

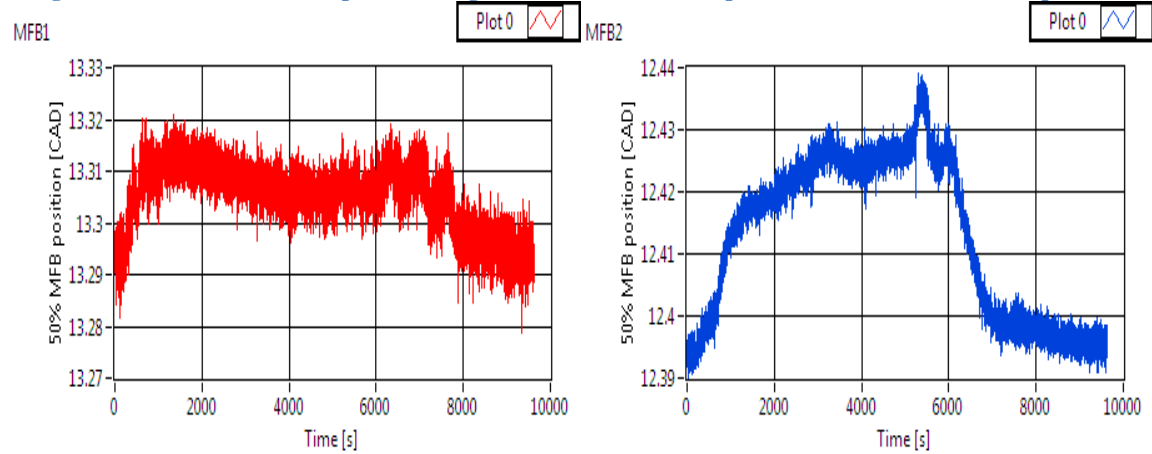


Figura 6.22: Andamento del MFB50 in funzione del tempo

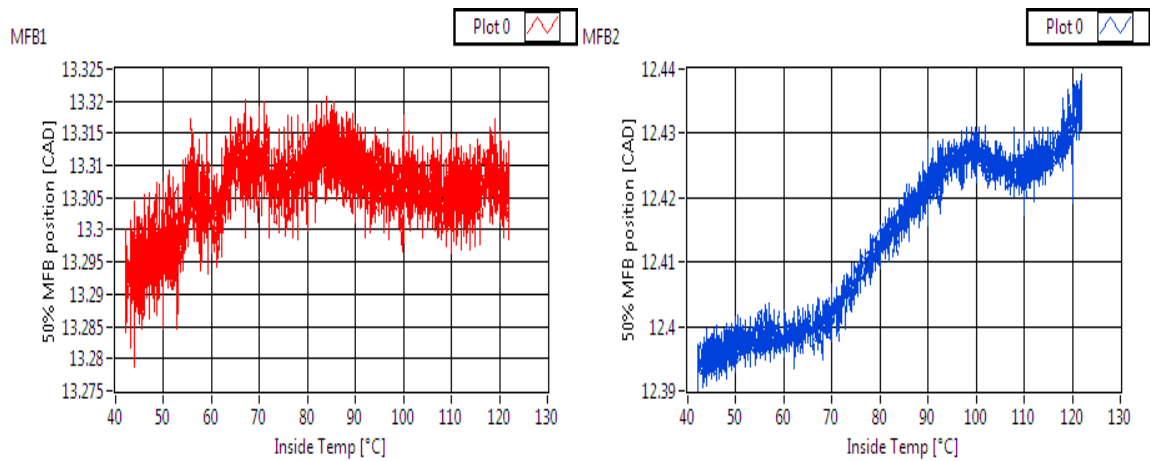


Figura 6.23: Andamento del MFB50 in funzione della temperatura

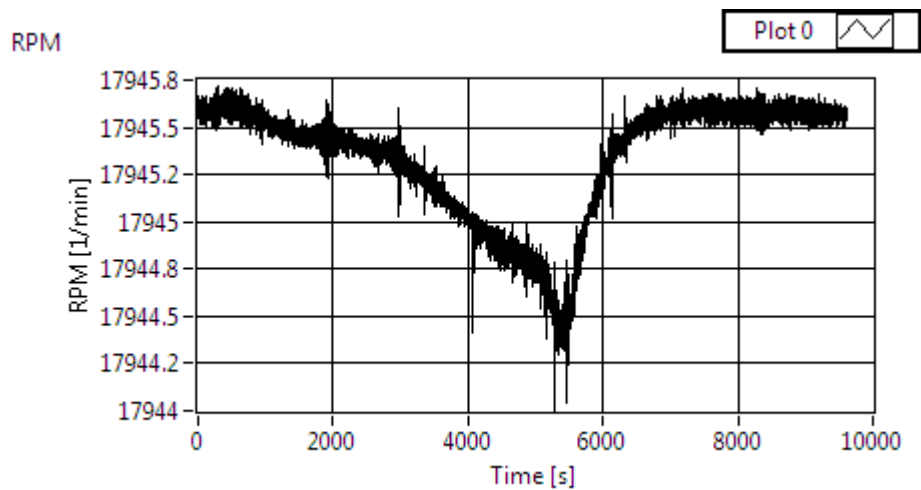


Figura 6.24: Andamento degli RPM in funzione del tempo

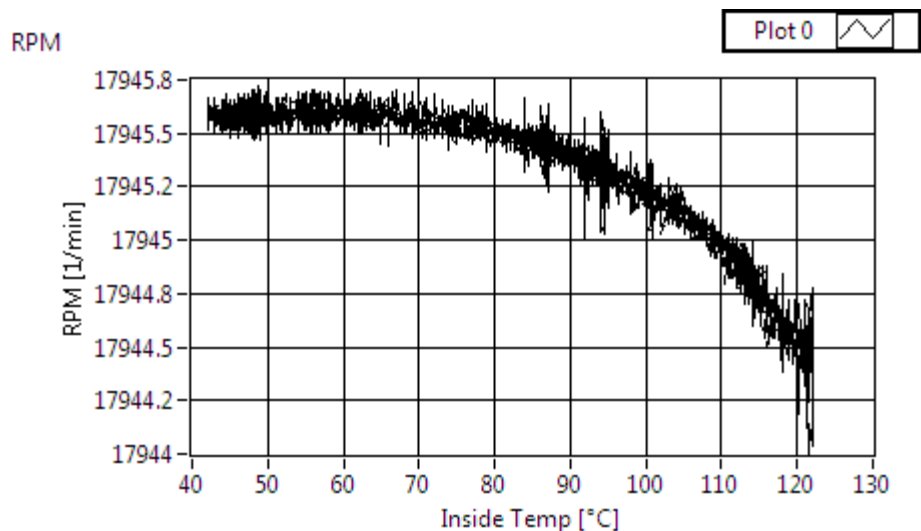


Figura 6.25: Andamento degli RPM in funzione della temperatura (sotto)

Il sistema si è dimostrato stabile nel funzionamento ad alte temperature per lunghi periodi. La scatola garantisce una buona inerzia termica che permette di superare brevi periodi a

temperature molto superiori alle soglie di funzionamento continuativo, come si nota dal picco a 150° che ha causato solo un modesto incremento di temperatura interna.

Per quanto riguarda la variazione delle misure dalla temperatura, questa si è dimostrata molto contenuta, in tutti i casi inferiore allo 0.005%/°C.

La Pmax ha subito una variazione positiva di 0.0018%/°C.

La IMEP ha subito una variazione positiva di 0.005%/°C.

La posizione del picco di pressione ha subito una variazione positiva di 0.005%/°C.

La posizione del 50% MFB ha subito una variazione positiva di 0.0012%/°C per il canale 1 e di 0.0038%/°C per il canale 2

Il clock non manifesta alcuna deriva significativa fino ai 90°C, a temperature superiori ha una variazione positiva di circa 1ppm/°C.

6.3. Test dinamici

Il test per validare la centralina On Board Indicating system 1 (OBI-1) per quanto riguarda la resistenza alle sollecitazioni dinamiche, è stato eseguito sia dal punto di vista puramente operativo che numerico. Si è voluto verificare effettivamente la robustezza del sistema alle vibrazioni.

Il layout del test è rappresentato in Figura 6.. Il sistema di acquisizione è stato incollato allo shaker e sono stati inseriti 2 accelerometri per monitorare l'intensità dell'accelerazione uno al piano dello shaker ed uno alla scatola del sistema di acquisizione.

Durante tutta la prova il sistema è stato alimentato e fatto funzionare attraverso un hardware in the loop per verificarne il funzionamento.

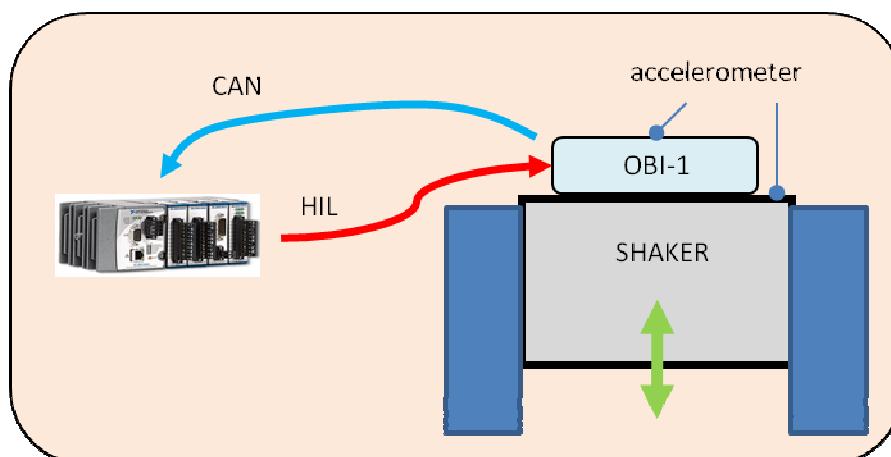


Figura 6.26: Layout test vibrazionale



Figura 6.27: esempio di uno shaker

Sono stati eseguiti 2 test:

- Sweep di frequenze 0-2.5 kHz con ampiezza 5 g RMS
- 30 minuti con frequenza random 5g RMS

Inoltre, è stato testato 'sul campo' in una monoposto (2 sessioni da 2 ore).

Il risultato di tutti questi test è stato positivo, il sistema non ha mai smesso di funzionare e non ha mai avuto problemi.

6.4. Pubblicazione dei dati Indicating su linea CAN ogni una o due combustioni

Nella versione software che è stata sviluppata, OBI-1 trasmette via CAN una volta a ciclo per tutti i cilindri i seguenti parametri:

- IMEP
- APmax
- Pmax
- MFB50

A cui si aggiunge un pacchetto di stato:

- RPM
- Cicli
- Temperature interna
- Numero di volte in cui il sistema a perso la fase

Collegandosi con il Pc attraverso il cavo ethernet è possibile visualizzare direttamente i dati calcolati, visualizzare i segnali dei sensori di pressione e salvare tutto questo su file.

Per rendere questo sistema ancora più efficiente e con l'idea di poterlo utilizzare non solo come logger, ma anche come uno strumento attivo per controllo motore comunicando alla ECU di serie di dati calcolati è necessario poter fornire alla centralina i dati indicating non una volta a ciclo per tutti i cilindri, ma ad una frequenza maggiore. In questo modo si mettono a disposizione della ECU i parametri calcolati che quest'ultima deve elaborare

insieme alla richiesta di coppia da parte del pilota ed altri parametri per valutare la strategia di attuazione migliore. La si mette nelle condizioni di fare la scelta migliore sulle attuazioni da effettuare al ciclo successivo. Il limite più restrittivo è la prontezza, ossia la rapidità nel eseguire i calcoli e spedirli. Prima arrivano i dati da parte di OBI-1, prima la ECU riesce a elaborare una strategia ottimale, addirittura entro il ciclo successivo.

Per fare questo sono stati eseguiti due set di test per verificare i limiti del sistema e i tempi di risposta. I limiti sono molto legati alle caratteristiche hardware, in particolare alla potenza del processore Real-Time: infatti, aumentando il numero di dati da pubblicare, l'occupazione della CPU tende a crescere. Questo comportamento è legato al fatto che la scrittura dei dati su CAN è interamente gestita dal processore Real-Time. L'obiettivo è vedere per quale regime la CPU satura e il sistema smette di funzionare. Per tempo di risposta si intende il tempo impiegato per il calcolo e la spedizione dei dati, definito anche tempo di ritardo. Questi sono legati ai calcoli che vengono eseguiti a fine ciclo, in particolare al tempo impiegato per la conversione da unità FPGA a unità fisiche e alla pubblicazione dei dati su bus CAN. Per queste prove si è ipotizzato di inviare per ogni cilindro due pacchetti CAN a cui si aggiunge quello di stato per il cilindro di fine ciclo. Solo per questi test è stato aggiunto un trigger (il tempo di permanenza del trigger ad alto è proporzionale al cilindro che è andato a combustione), generato da OBI-1, che identifica la fine del ciclo per quel cilindro in FPGA. L'OBI-1 è stato collegato ad un PXI che funge da generatore di dati per HIL e ad un cRIO che riceve i dati CAN e il trigger. In questo modo è possibile valutare con certezza a quale cilindro si fa riferimento e il tempo realmente impiegato dall'istante in cui è finito il ciclo (identificato dal trigger) e quello in cui sono arrivati i dati CAN (identificato dall'istante di ricezione dei pacchetti CAN). Nota la velocità di rotazione massima raggiunta è possibile sapere quale è il ritardo angolare massimo. In entrambi i casi si è utilizzato lo stesso layout simulando il funzionamento in HIL. In questo modo salvato i dati ricevuti via CAN è possibile ricostruire tutto.

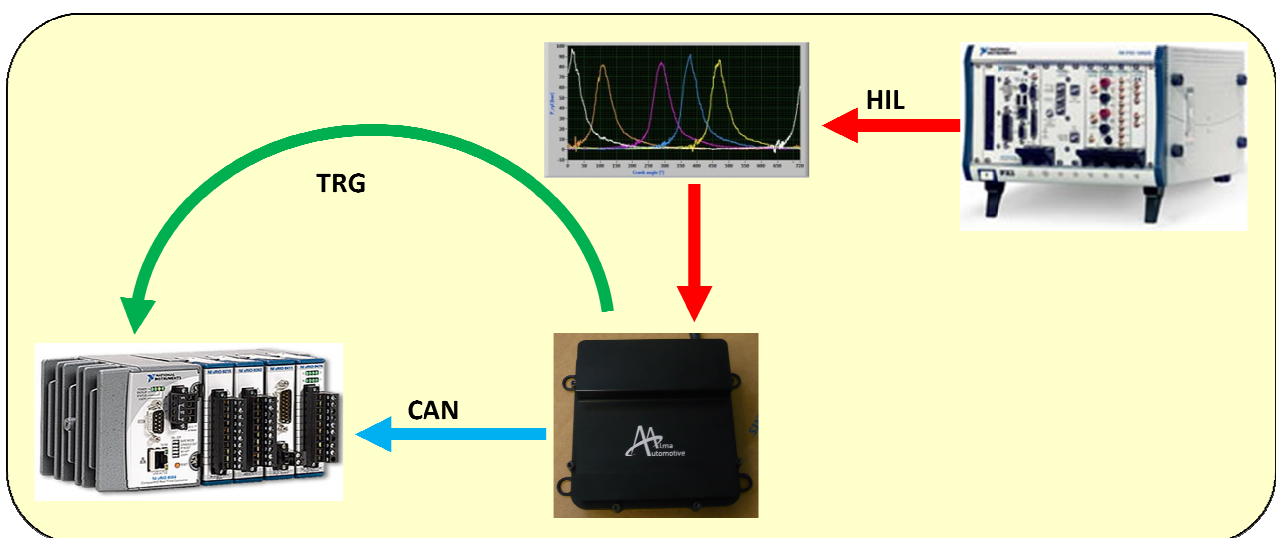


Figura 6.28:schema di layout delle prove in hardware in the loop

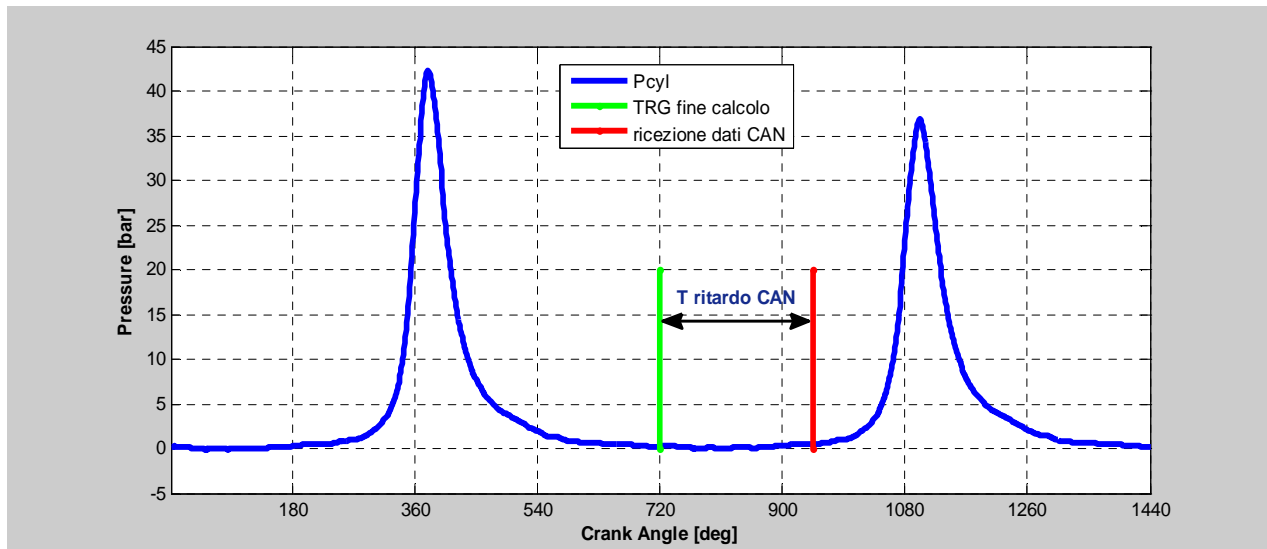


Figura 6.29: esempio di valutazione del tempo di ritardo tra la spedizione la fine ciclo e la ricezione dei dati CAN

Qui di seguito sono mostrati gli andamenti per le due simulazioni fatte:

IRQ ad ogni combustione spedizione di 2 pacchetti CAN per ogni cilindro

IRQ ogni 2 combustioni spedizione di 4 pacchetti CAN, 2 per ogni cilindro

Come è possibile notare dai grafici seguenti il tempo impiegato per la ricezione dei dati è molto inferiore per il test 1. In particolare, se prediamo come riferimento la velocità di 15000rpm possiamo calcolare l'angolo trascorso tra la fine del ciclo e la pubblicazione dei dati, che risulta circa:

81°, corrispondenti a 900us di tempo impiegato per il test 1

144°, corrispondenti a 1600us di tempo impiegato per il test 2 questo per l'ultimo cilindro andato in combustione, a cui si aggiungono 90° (per 8 cilindri) per i dati riferiti al cilindro per il quale non si spediscono i dati

Nel test 1 si ottengono ottime prestazioni in termini di ritardo dei dati di pubblicazione, ma sono calate le prestazioni in termini di regime massimo raggiungibile rispetto al sistema OBI-1 di riferimento.

Per il test 1 si raggiungono i 14000rpm, per il test 2 si raggiungono i 17000rpm, ma questi sono valori limite a cui è bene non arrivare (CPU 100%).

In conclusione, si può dire che in entrambi i modi si ottengono buone prestazioni, scegliere un metodo oppure un altro dipende dalle esigenze dell'utente: salvaguardare la robustezza del calcolo in funzione del motore di cui si stanno analizzando i dati e del tipo di controllo che si vuole fare, più o meno pronto a rispondere a causa di determinati eventi (per esempio detonazione).

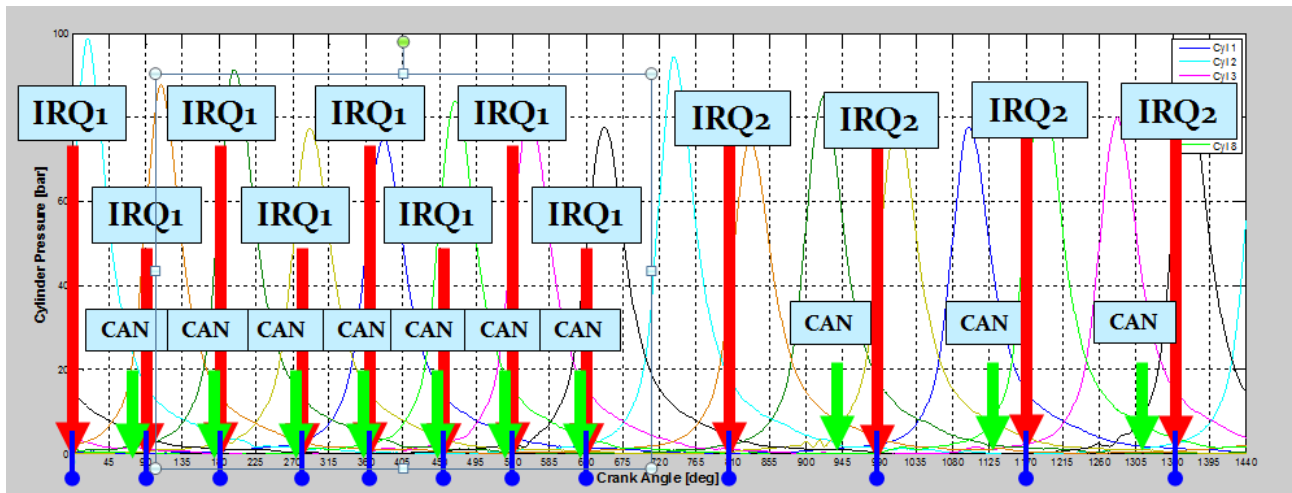


Figura 6.30: esempio di logica di pubblicazione dei dati CAN ogni combustione ed ogni 2 combustione

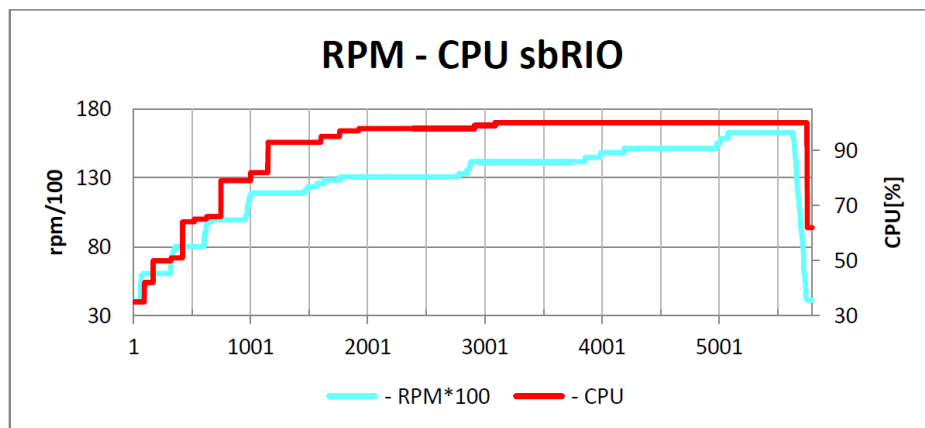


Figura 6.31: andamento di RPM e CPU per IRQ ad ogni combustione

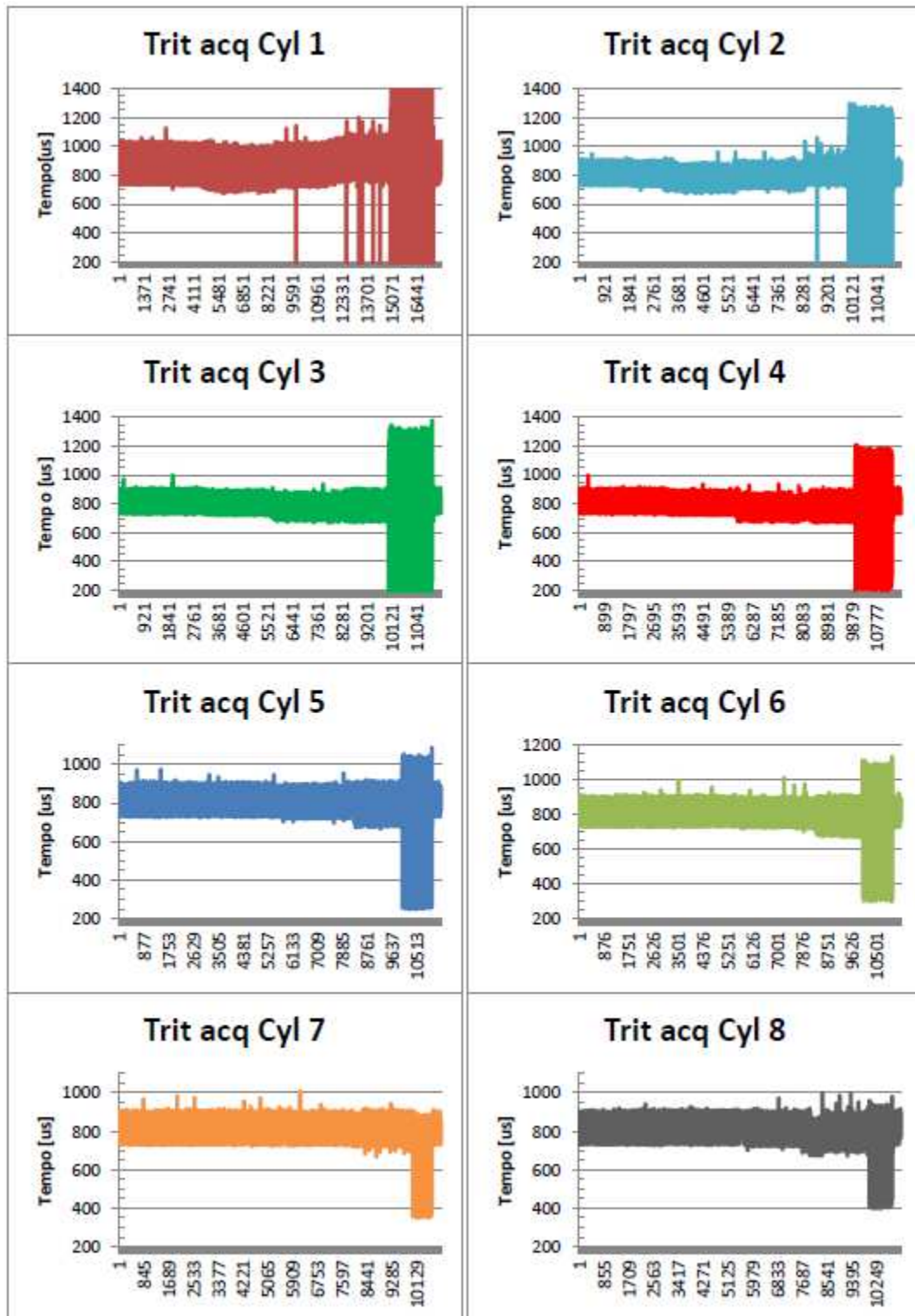


Figura 6.32: valutazione del tempo impiegato per la ricezione ad ogni cilindro di 2 pacchetti

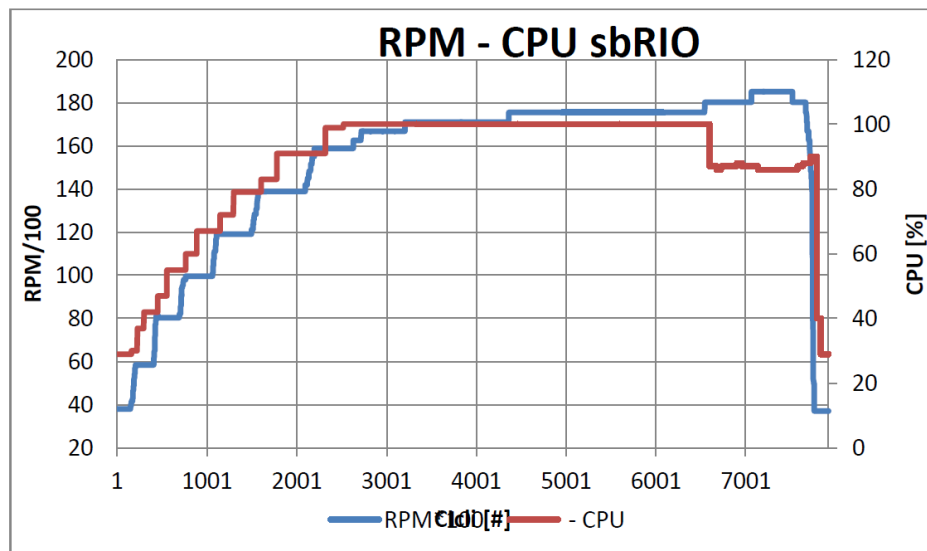


Figura 6.33: andamento di RPM e CPU per IRQ ad ogni due combustioni

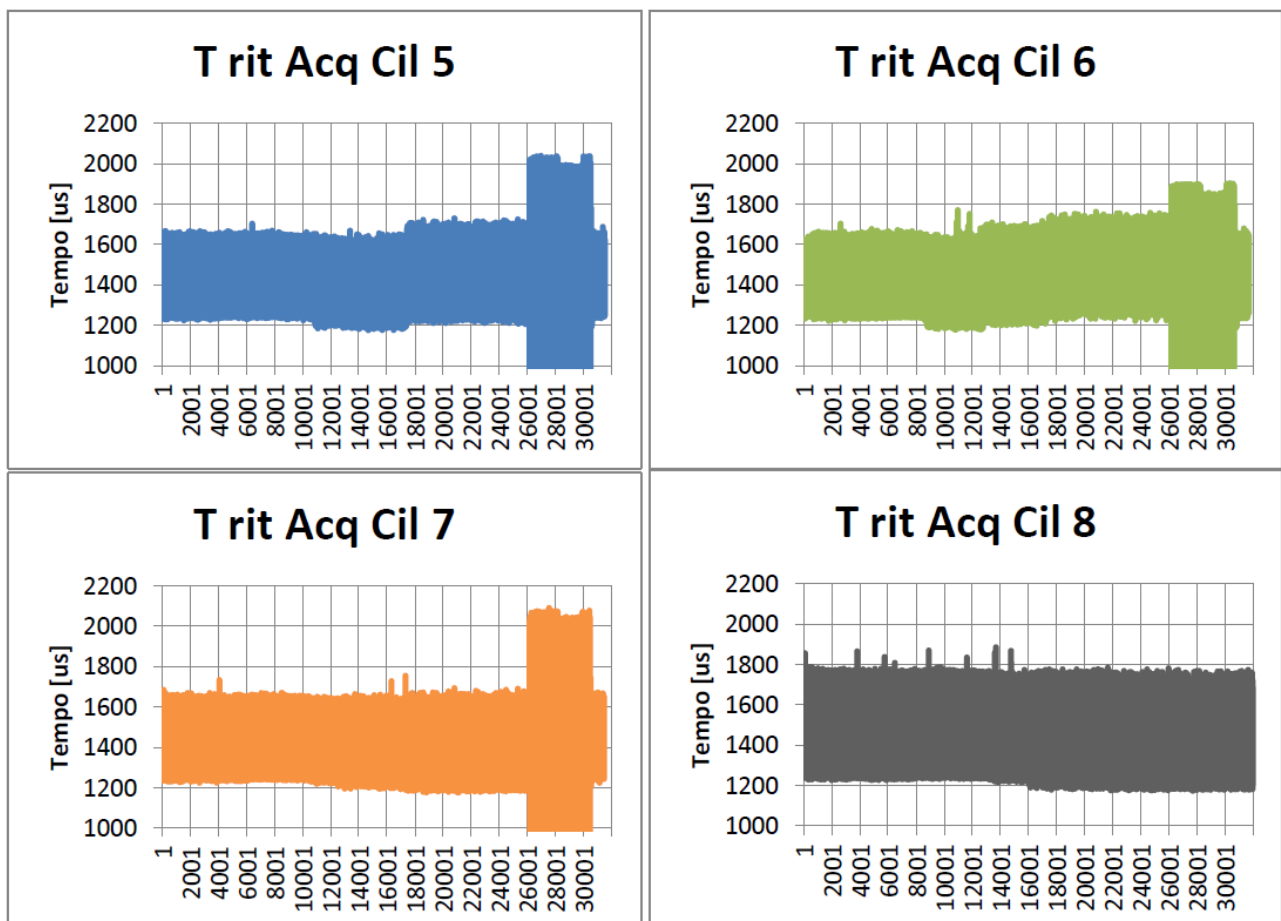


Figura 6.34: valutazione del tempo impiegato per la ricezione ogni due combustioni di 4 pacchetti

7. Up-grade a sistemi per sale prova:

OBI-1 è una piattaforma molto versatile che ha permesso di mostrare come sia possibile eseguire in tempo reale il calcolo di alcuni parametri fondamentali per il controllo della combustione direttamente on-board. Ad oggi il collo di bottiglia di questa piattaforma è la potenza del processore RT e della FGPA. Questo limite non permette di introdurre nuove funzionalità al sistema e aumentare il numero di funzioni in esso disponibili. D'altra parte, l'estrema compattezza della piattaforma hardware non è sempre un'esigenza stringente: tutte le attività eseguite in laboratorio, infatti, non richiedono l'imbarcabilità.



Figura 7.1: immagine del sistema imbarcabile OBI-1

Per poter risolvere il problema della disponibilità di potenza di calcolo nel caso di applicazioni non imbarcabili si è optato per una diversa scelta di hardware. In particolare, sono stati riconsiderati i dispositivi che inizialmente erano stati scartati in fase di progettazione della piattaforma imbarcabile (OBI-1). Aggiungere nuove funzionalità significa avere a disposizione un sistema in grado di eseguire un numero di operazioni notevolmente maggiore rispetto al sistema imbarcabile che è stato realizzato. Per questo sono stati riconsiderati tutti gli obiettivi e notevolmente aumentati tutti i target delle specifiche.

Le specifiche hardware imposte sono:

Specifica	N° canali	Frequenza
Canali analogici di input $\pm 10V$ 16 bit	40	500 kS/s/ch
Canali digitali di input TTL	8	20MS/s/ch
porte CAN	2	1Mbit/s
Porte RS232	2	
Relè	4	1000Hz

Specifiche software:

- 12 canali analogici adibiti al calcolo delle grandezze indicating
- 28 canali analogici liberi di acquisire qualsiasi tipo di segnale
- Grandezze indicating da calcolare per ogni cilindro:
 - Pressione media indicata IMEP, IMEP-H e IMEP-L
 - Picco della pressione massima
 - Posizione del picco della pressione massimo
 - Massimo del calore rilasciato
 - 5%; 50%; 90% MFB
 - MAPO
 - Indice integrale per la detonazione
 - Determinazione dei TDC
- 2 input digitali sono fissi per i segnali di fonica e fase
- 6 input digitali per il calcolo delle torsionali a cui di aggiungono i segnali dedicati alla ruota fonica e al segnale di fase.
- Rappresentazione delle velocità istantanee nel dominio angolare, (possibilità di riportarle alla velocità motore)
- Visualizzazione in tempo reale delle reale velocità medie e spettro (rappresentazione in ordini motore/frequenza) sugli ultimi N cicli, per ogni canale torsionale attivo
- Inserimento di analisi torsionali e dell'algoritmo della stima di coppia a partire dal segnale di velocità motore
- Trasmissione dei dati indicating calcolati via CAN
- Collegamenti con i più comuni sistemi di controllo banco per la gestione delle acquisizioni di dati
- Visualizzazione dei segnali su finestra oscilloscopio in base angolo e in base tempo

Per fare tutto ciò è stata scelta una piattaforma hardware piuttosto complessa:

FPGA NI 9159	
FPGA typeVirtex-5	LX110
Number of flip-flops	69,120
Number of 6-input LUTs	69,120
Embedded block RAM	4.608kbits
Real-Time	
Processore	Intel core i5 2500k 3.3GHz
Ram	8GB DDR3
Scheda video	Geforce GT 610 1GB DD3
Hard Disk 1	SSD 128 GBSATA 3
Hard Disk 2	1TB 7200rpm SATA 3
NI PCI 8430/2	Seriale RS232 2 porte
NI PCI 8512/2	CAN 2 Porte

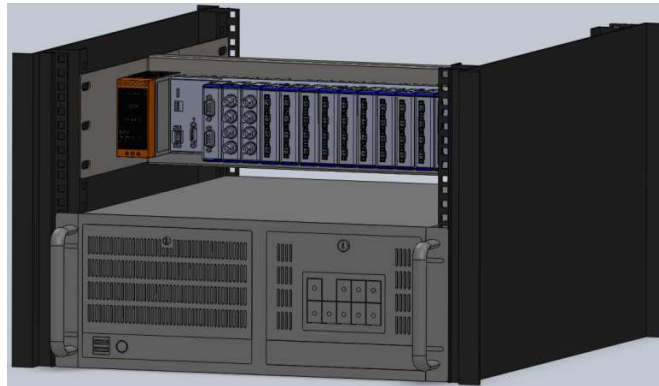


Figura 7.2: Progetto CAD 3D del sistema per sale prova



Figura 7.3: Primo prototipo del sistema implementato per sale prova

Per questo dispositivo la gestione delle operazioni è molto complessa: infatti occorre far lavorare le varie parti in piena sinergia per riuscire a garantire l'esecuzione di tutti i calcoli. Di seguito è raffigurato lo schema di collegamento elettrico delle varie parti.

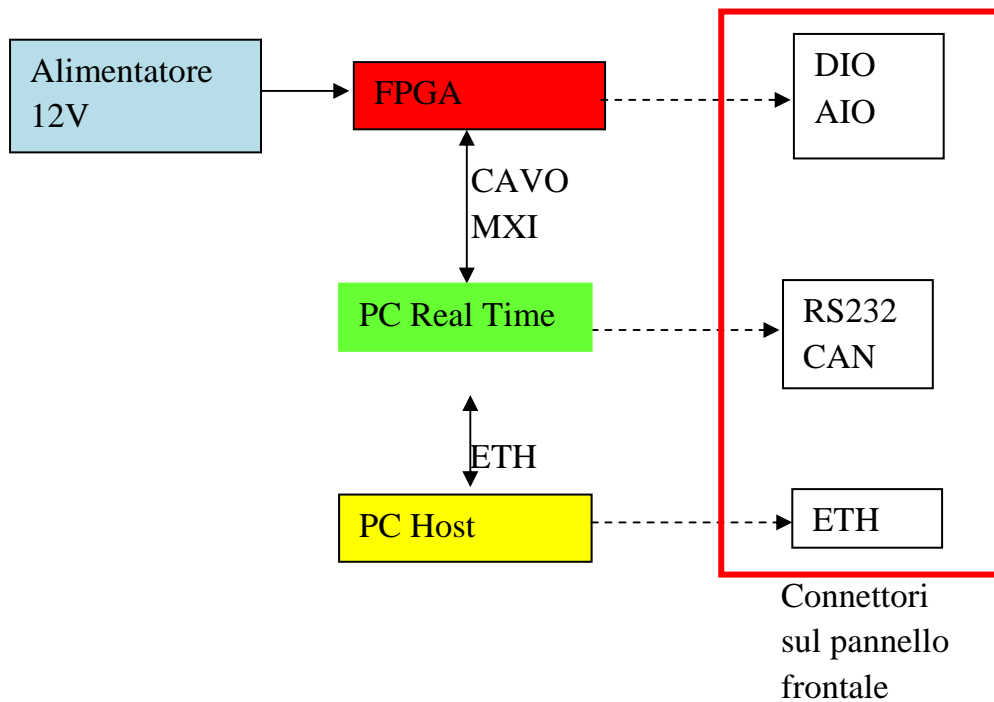


Figura 7.4: Layout di collegamento tra le varie parti del sistema

7.1. Introduzione alle analisi torsionali

Il vantaggio di poter avere a disposizione un oggetto con queste potenzialità ci permette di avere la possibilità di chiudere il loop sulla stima della coppia indicata a partire dall'analisi della velocità istantanea. Infatti, come già nei primi capitoli, ogni sistema composto da motore più driveline è identificabile tramite una funzione di trasferimento $\mathbf{F}(\mathbf{j}\omega)$ che, a partire dall'andamento della velocità istantanea del motore sul ciclo, permette di stimare con buona approssimazione il valore della coppia indicata media sul ciclo e di quella erogata dai vari cilindri, permettendo anche la stima della posizione in cui si colloca il 50% MFB.

8. Introduzione di nuove funzionalità: calibrazione automatica

I sistemi realizzati sono in continua evoluzione: l'analisi della combustione, infatti, può essere impiegata nell'ambito del controllo-motore, ma anche durante la fase di calibrazione. In entrambe le soluzioni illustrate (per uso a bordo veicolo o in sala-prove) è possibile introdurre nuovi algoritmi, che permettono di impiegare per diversi fini le informazioni provenienti dal nucleo del sistema, rappresentato, appunto, dal sistema di analisi della combustione. Una di queste evoluzioni è rappresentata dalla calibrazione automatica.

Oggigiorno i sistemi di controllo motore non sono solamente complessi, ma spesso il processo di calibrazione deve trattare molti obiettivi che spesso sono in conflitto tra di loro. Questa operazione implica eseguire molte iterazioni e comparare gli effetti che i vari parametri di controllo hanno sulle prestazioni del sistema.

Perciò uno strumento specificatamente sviluppato per minimizzare i tempi di ottimizzazione aumenta l'efficienza del processo di calibrazione e la produttività. Ciò permette al produttore di diminuire il time to market e aumentare la qualità del sistema siccome più tempo e risorse possono essere allocate per test aggiuntivi, [20][21][22][23].

8.1. Extremum seeking

Extremum seeking control (ESC), è un popolare strumento utilizzato nei controlli automatici; gli studi su questa tecnica iniziarono negli anni '40, ma solo dagli anni '90 quando le potenze di calcolo lo hanno permesso si è potuto applicarlo con successo nelle ottimizzazioni effettuate in tempo reale.

ES è un metodo di controllo adattativo non basato su modelli, e come tale è un'ottima alternativa ai controlli che ricorrono a reti neurali. E' proprio la peculiarità di non essere basato su modelli che ha risvegliato l'interesse nei suoi confronti negli ultimi vent'anni: le recenti applicazioni nella fluidodinamica, combustione, sistemi biomedicali tutti caratterizzati da modelli complessi e, a volte, inaffidabili.

ES è applicabile in sistemi non lineari e la non linearità ha minimi e massimi locali. Questa tecnica si può utilizzare sia per impostare i parametri di controllo per raggiungere l'ottimo dell'uscita, sia per impostare i parametri di una legge di feedback.

Extremum seeking control (ESC) è un metodo adattativo di controllo in closed loop. Mentre la maggior parte dei controlli adattativi possono solo essere utilizzati per la regolazione delle variabili di controllo per un determinato punto di funzionamento, ESC trova gli ingressi del controllore che massimizzano una funzione di merito.

Il metodo tradizionale per i controlli adattativi per sistemi lineari e non lineari è applicabile solo per la regolazione di punti di funzionamento noti. In molte applicazioni, la mappa

input-output ha un massimo (minimo) assoluto e l'obiettivo è determinare il set-point dei parametri di controllo per portare l'uscita al valore massimo (minimo).

Il metodo con perturbazione sinusoidale è il più popolare per l'extremum seeking. Infatti è l'unico metodo che permette un adattamento veloce e permette di evitare metodi numerici da calibrare prima della ottimizzazione.

La stima del gradiente della funzione che vuole essere massimizzata sta alla base di questa tecnica.

8.2. Esperienza di Donghoon Lee

Questo autore propone un controllore On-Board che permette di settare i parametri ottimali per anticipo di accensione e VVT (Variable Valve Timing) attraverso la tecnica dell'Extremum Seeking (SE), [1][21]; in particolare il suo obiettivo è quello di diminuire il consumo specifico (NSFC Net Specific Fuel Consumption) e la produzione di NOx.

L'EGR interno (determinato con il VVT) riduce gli NOx in quanto nella miscela sono presenti una certa quantità di inerti che abbassano la temperatura di combustione, d'altra parte, una diluizione troppo elevata della carica fresca aumenta la dispersione ciclica.

Per ogni punto di funzionamento del motore esiste un set-point ottimale di VVT che massimizza l'efficienza della combustione e per ogni set di VVT esiste un anticipo di accensione ottimale.

L'autore in primo luogo ha sviluppato un modello di combustione che simula il comportamento del motore, fornendo i valori di 50% di massa bruciata (MFB50) e pressione media effettiva netta (NMEP) per ogni anticipo e valore di VVT: il modello può essere impiegato per implementare il controllo via ES.

Il modello della combustione ha permesso di ricavare delle mappe di consumo medio specifico netto (NSFC) e NMEP; queste mappe mostrano che esiste una combinazione di anticipo e VVT che minimizzano il primo parametro e massimizzano il secondo.

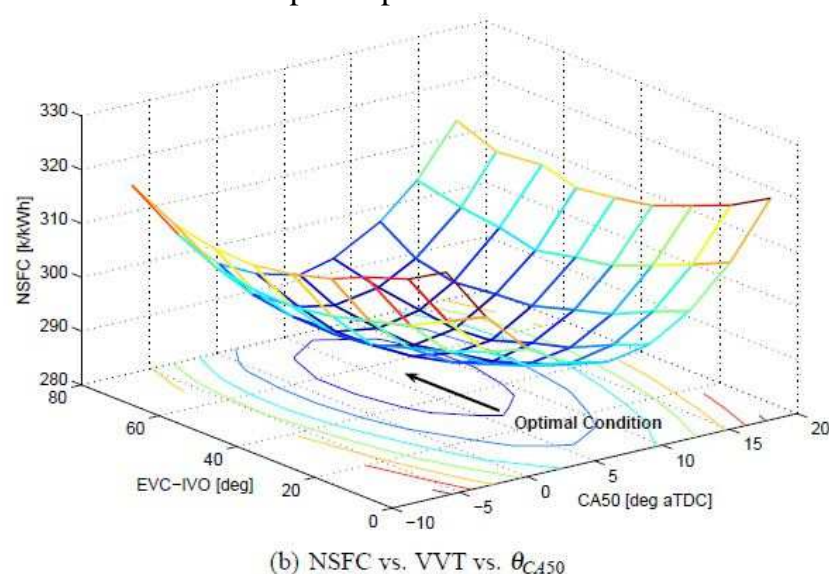


Figura 8.1: NSFC in funzione di VVT e SA

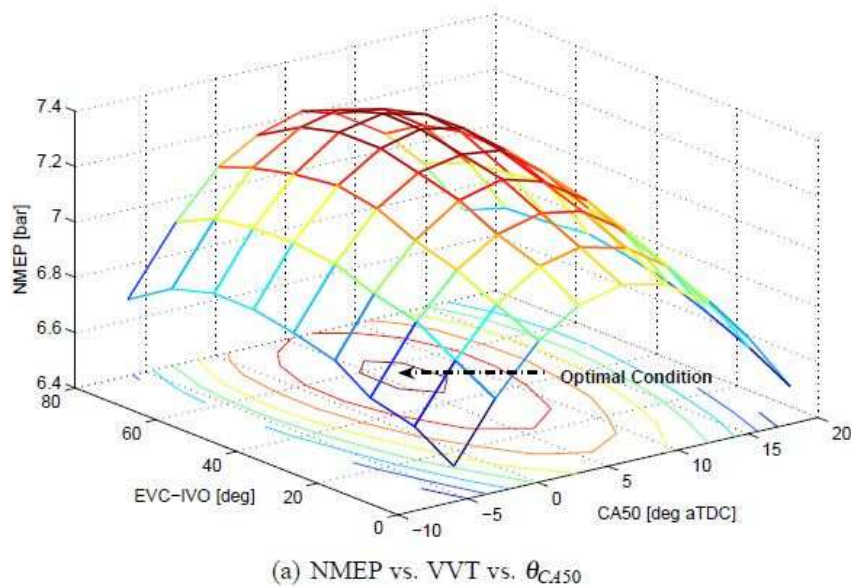


Figura 8.2 NMEP in funzione di VVT e SA

Il secondo passo è stato introdurre nel modello la natura stocastica della combustione partendo da dati misurati. Nel modello la variabilità di MFB50 (σ_{CA50}) dipende solo dalla frazione di gas residui (x_{RG}).

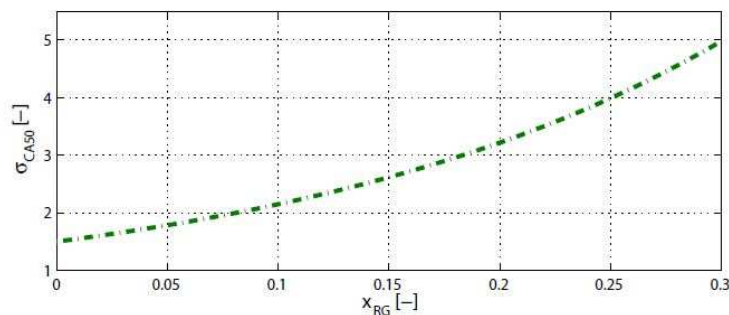


Figura 8.3

Schema controllore con Extremum Seeking

ES è un algoritmo per la ricerca dell'ottimo non basato su modelli, la sua logica prevede di perturbare le leve di controllo ed aggiustarle fin tanto che non si notano dei miglioramenti sulla funzione di output. Sfortunatamente questa tecnica richiede tempo per convergere ma l'obiezione che fa Lee è che durante l'uso quotidiano di una vettura il motore rimane per lungo tempo in condizioni stazionarie.

Il controllo proposto prevede una correzione continua delle mappe di anticipo e VVT implementate in centralina partendo dal segnale di pressione in camera.

Il controllore ES utilizza una eccitazione sinusoidale per selezionare i valori di anticipo e VVT che minimizzano la funzione di costo NSFC, e come si nota dalle figure precedenti, minimizzare il consumo comporta massimizzare la pressione media effettiva netta.

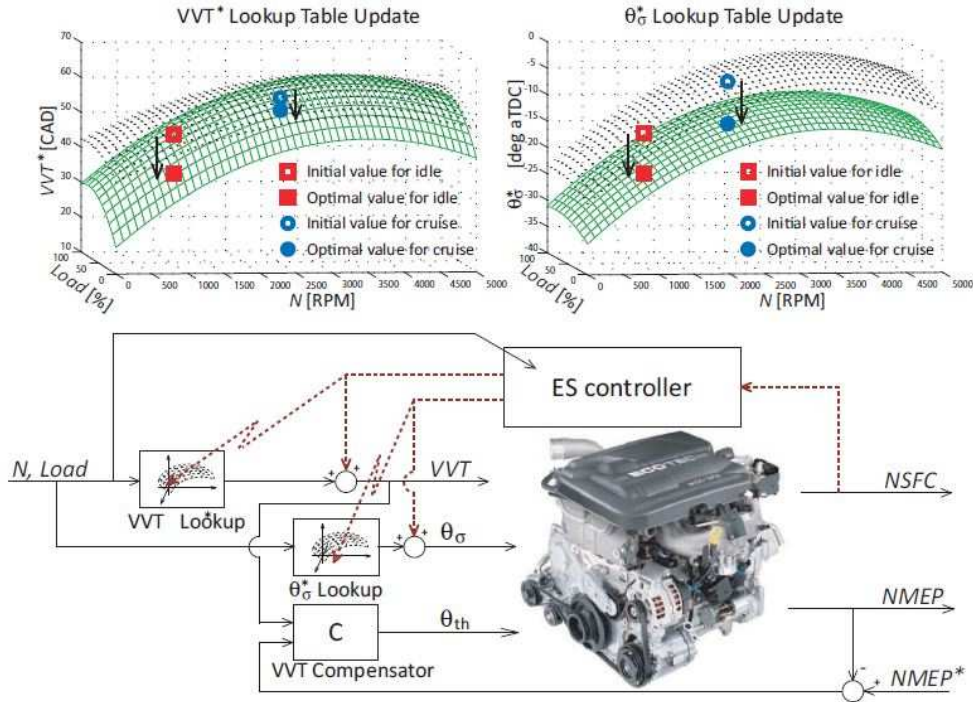


Figura 8.4

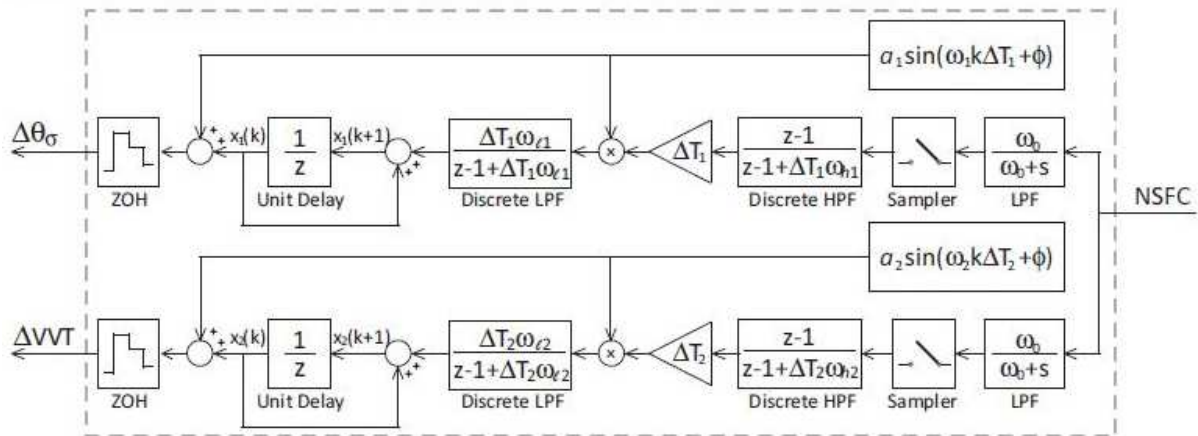


Figura 8.5

NSFC viene filtrato passa basso con frequenza di taglio $\omega_0 = 2\text{Hz}$ (equivalente a 0.5 secondi o 100/6 cicli motore a 2000rpm), campionato 30 volte a ciclo per il controllo sull'anticipo e 60 volte a ciclo per il controllo su VVT. Il filtro passa alto elimina la componente media di NSFC in modo da poter ricavare l'informazione sul gradiente all'anticipo e VVT attuali. Il segnale viene poi moltiplicato per la perturbazione sinusoidale e filtrato passa basso per estrarre la componente media.

Le frequenze delle perturbazioni devono essere più grandi della dinamica del sistema in modo da poter considerare il problema come statico. L'ampiezza della perturbazione da un lato influenza direttamente la velocità di convergenza dell'algoritmo, dall'altro ampiezze troppo elevate introducono variazioni di coppia indesiderate.

La frequenza di taglio del primo filtro passa basso ha il compito di isolare il valore nominale di NSFC, quindi deve eliminare il rumore di misura. Allo stesso tempo deve essere maggiore della frequenza di oscillazione della perturbazione.

Le frequenze dei seguenti filtri passa alto e passa basso sono legate con la frequenza della perturbazione: la frequenza di taglio del primo deve far passare la perturbazione, il secondo la deve attenuare.

I guadagni sono selezionati in base alla velocità del motore.

Implementazione sul modello di combustione

Dapprima i controllori di anticipo e VVT sono stati verificati separatamente sul modello di combustione alla velocità di 2000 rpm: nella prima prova l'anticipo viene ritardato di 15° e VVT attua un incrocio costante di 48° , nella seconda prova l'anticipo è costante a 28° e VVT parte da un incrocio valvole di 0° . Le simulazioni mostrano che l'anticipo converge in circa 20 secondi e VVT in circa 45 secondi: quest'ultimo è più lento perché la frequenza di campionamento è minore. Il segnale filtrato di NSFC mostra che la sua variazione non è significativa una volta che le due grandezze convergono.

Il controllore ES viene eseguito contemporaneamente sulle due leve di controllo. Sono stati scelti due valori di VVT iniziale, uno senza incrocio e uno con un grande angolo di incrocio (70°); l'anticipo iniziale viene imposto a 15° . Anticipo e VVT impiegano circa 54 secondi per convergere al valore ottimale.

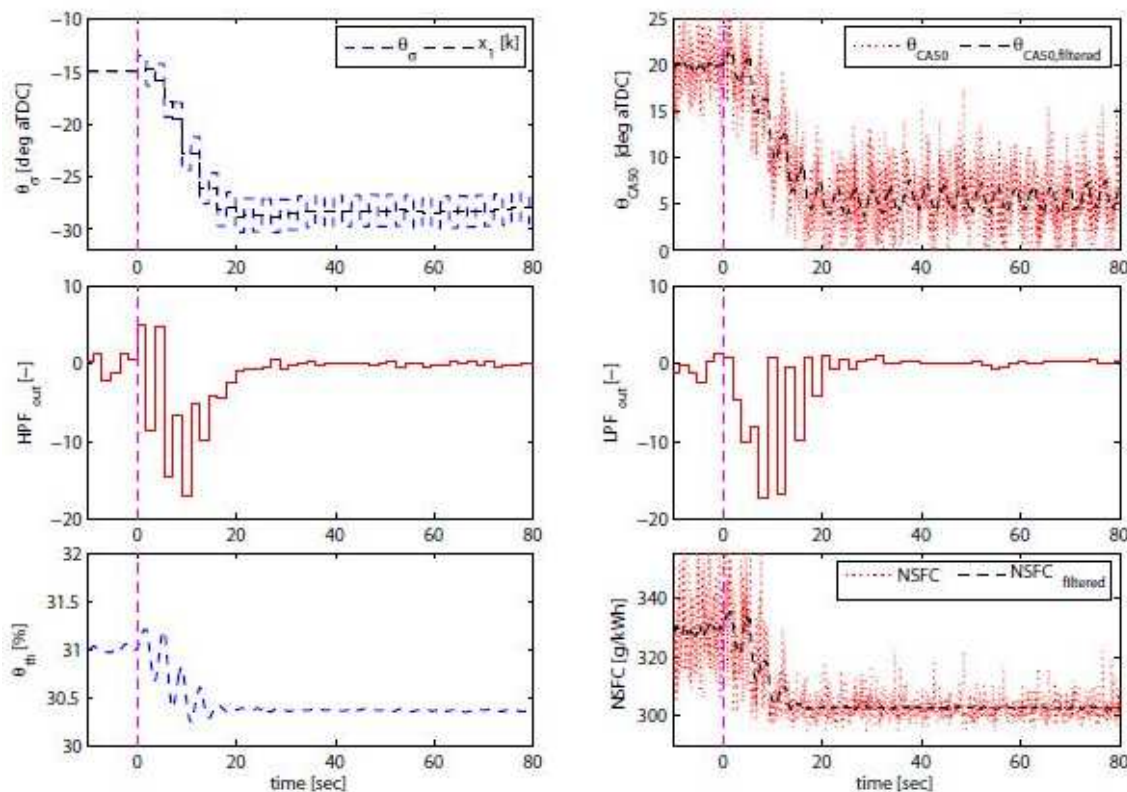


Figura 8.6: Prima prova, anticipo ritardato di 15° e VVT attua un incrocio costante di 48°

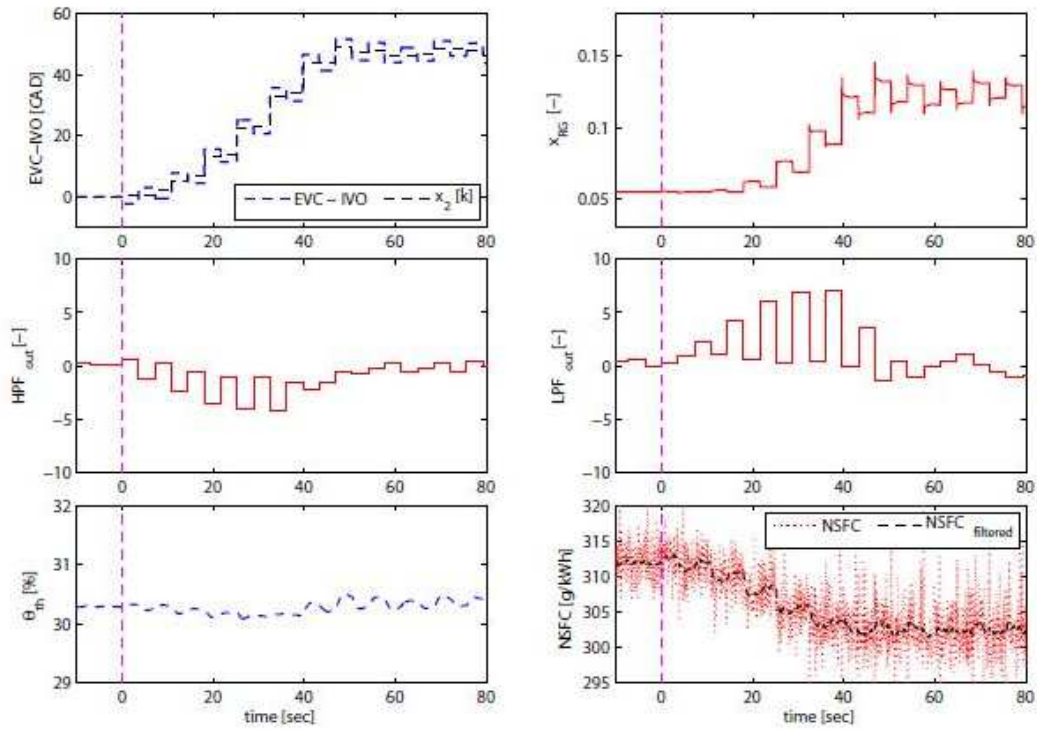


Figura 8.7: Seconda prova, anticipo costante di 28° e VVT parte da un incrocio 0°

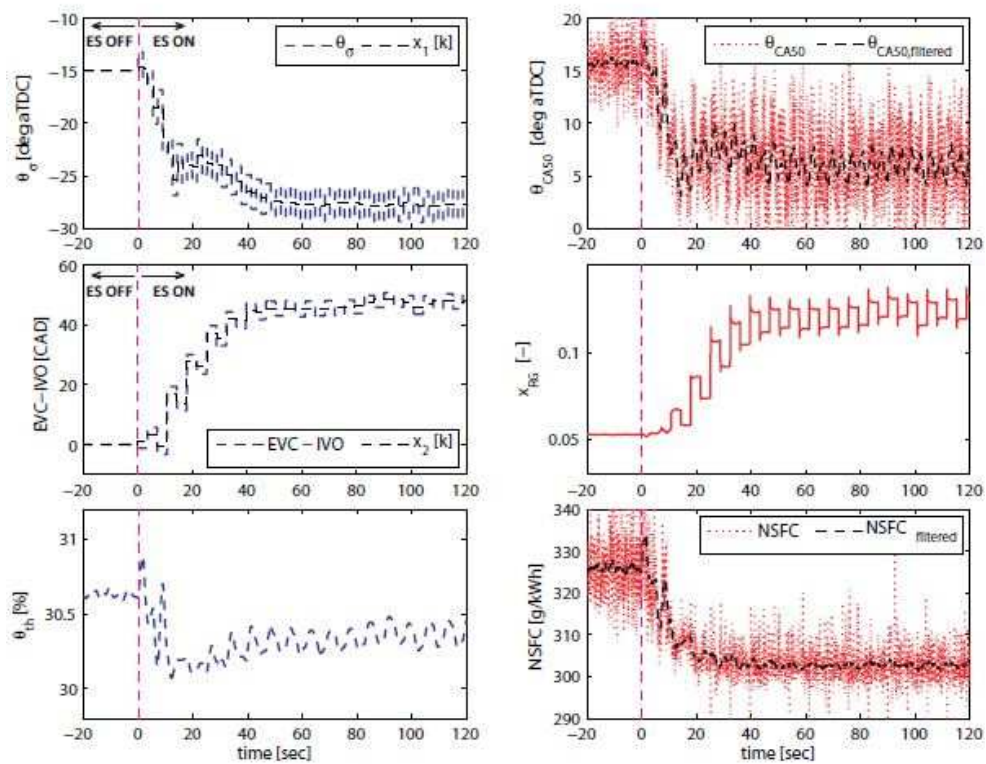


Figura 8.8

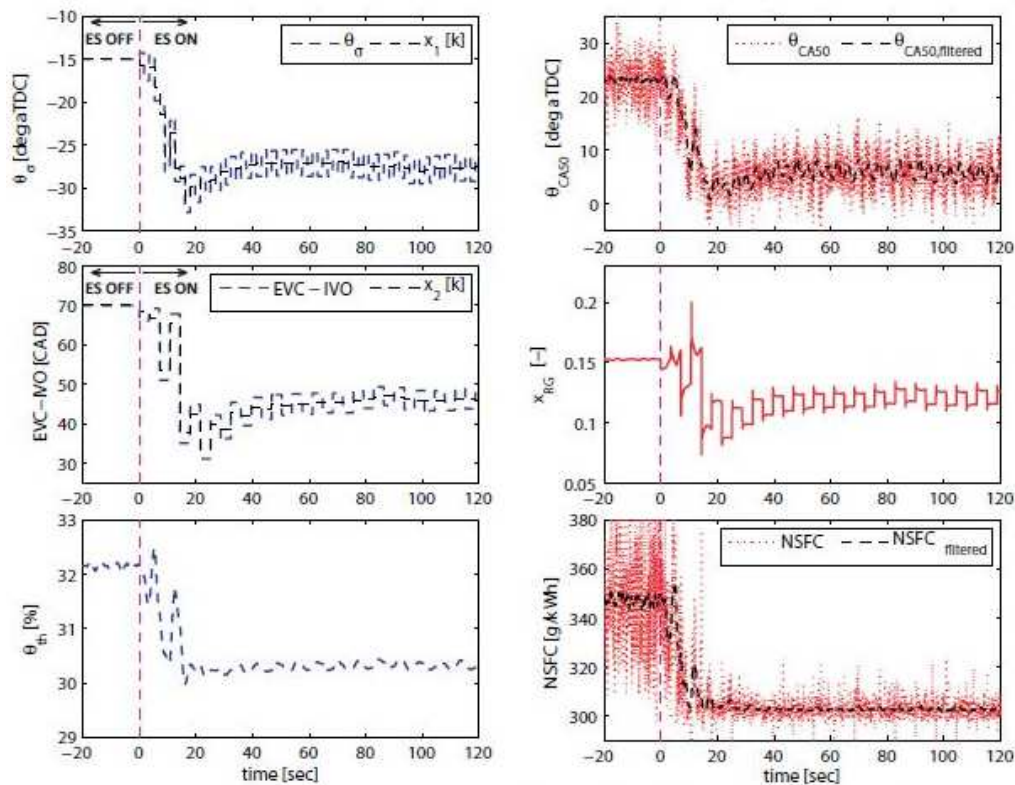


Figura 8.9

Implementazione sul motore

Lo studio del motore usato per la sperimentazione ha mostrato che il consumo medio specifico in normali condizioni di utilizzo non beneficia di un incrocio significativo delle valvole; per questa ragione Lee ha deciso di implementare il controllore ES solo sull'anticipo di accensione.

Carico costante

Il controllore è stato testato per due differenti velocità e due differenti carichi. Per ogni velocità e carico, l'anticipo nominale viene perturbato con tre offset differenti rispetto al valore ottimo caricato nella ECU.

Engine speed N [RPM]	Relative Load [%]	Spark timing offset $\Delta\theta_{\sigma,0}$ [CAD]	Fuel [-]
1500	50	+6, +9, +12	E70
2000	50	+12, +9, +6	E85
	70	+12, +9, +6	E70

Figura 8.10

Il controllore inizia a cercare l'anticipo ottimale solo quando il motore raggiunge certi valori di velocità e carico. Quando la variazione comandata dell'anticipo non varia per un numero

predefinito di periodi dell'eccitazione, la perturbazione viene spenta e quindi mantenuto costante.

La prima prova è stata fatta a 2000rpm, carico 70% e delta anticipo iniziale rispetto a mappa ($\Delta\theta_{so}$) a 12° . Il carico relativo (RL [%]) viene perturbato al secondo 45, 75, 105 e 140 per uscire dall'algoritmo ES. Quando si ritorna in condizioni di carico in cui ES deve funzionare, il sistema, grazie ad una memoria in cui vengono scritti gli ultimi valori attuati, converge velocemente.

Per le cinque prove il consumo specifico (NSFC) converge a 196 g/kWh, gli anticipi ottimali sono rispettivamente -23.75° , -22.75° , -23.5° , -21.25° e -22.75° (media di -22.75°) che forniscono un MFB50 medio di 6° .

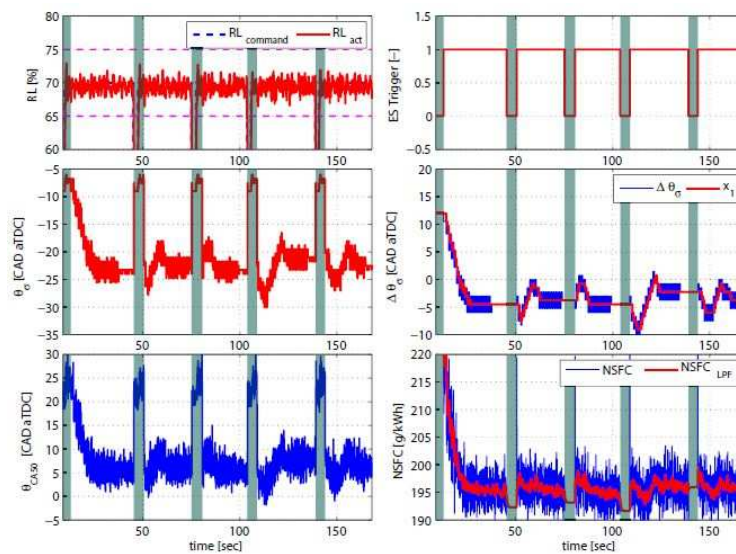


Figura 8.11

La seconda prova è stata fatta a 2000rpm, carico 70% e delta anticipo iniziale rispetto a mappa ($\Delta\theta_{so}$) a 9° . Per le cinque prove NSFC converge a 195 g/kWh, gli anticipi ottimali sono rispettivamente -23.75° , -22.75° , -21.25° , -25.0° e -25.0° (media di -23.5°) che forniscono un MFB50 medio di 5.5° .

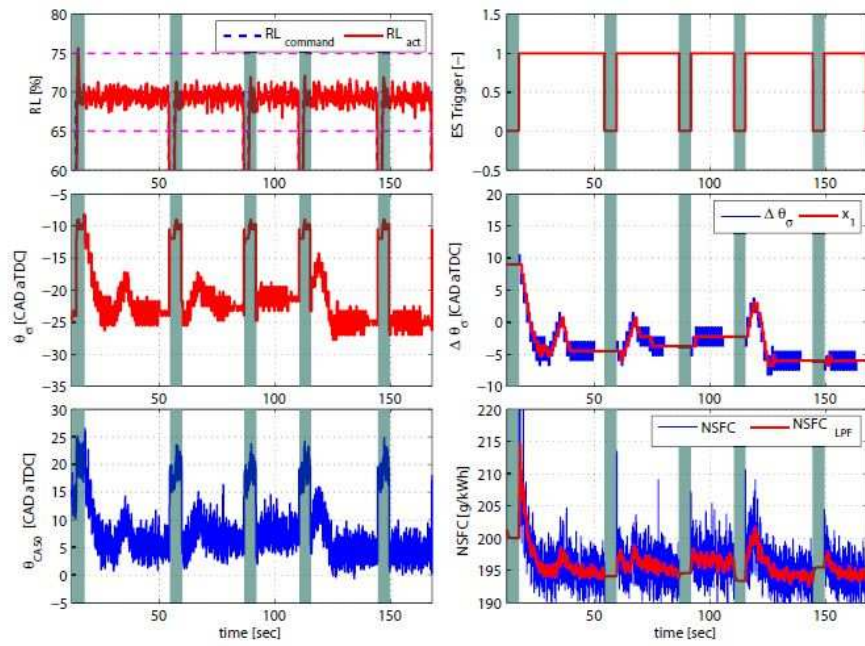


Figura 8.12

Infine la terza prova è stata fatta a 2000rpm, carico 70% e delta anticipo iniziale rispetto a mappa ($\Delta\theta_{\sigma 0}$) a 6° . Per le cinque prove NSFC converge a 195 g/kWh, gli anticipi ottimali sono rispettivamente -25.0° , -22.0° , -21.25° , -27.25° e -23.5° .

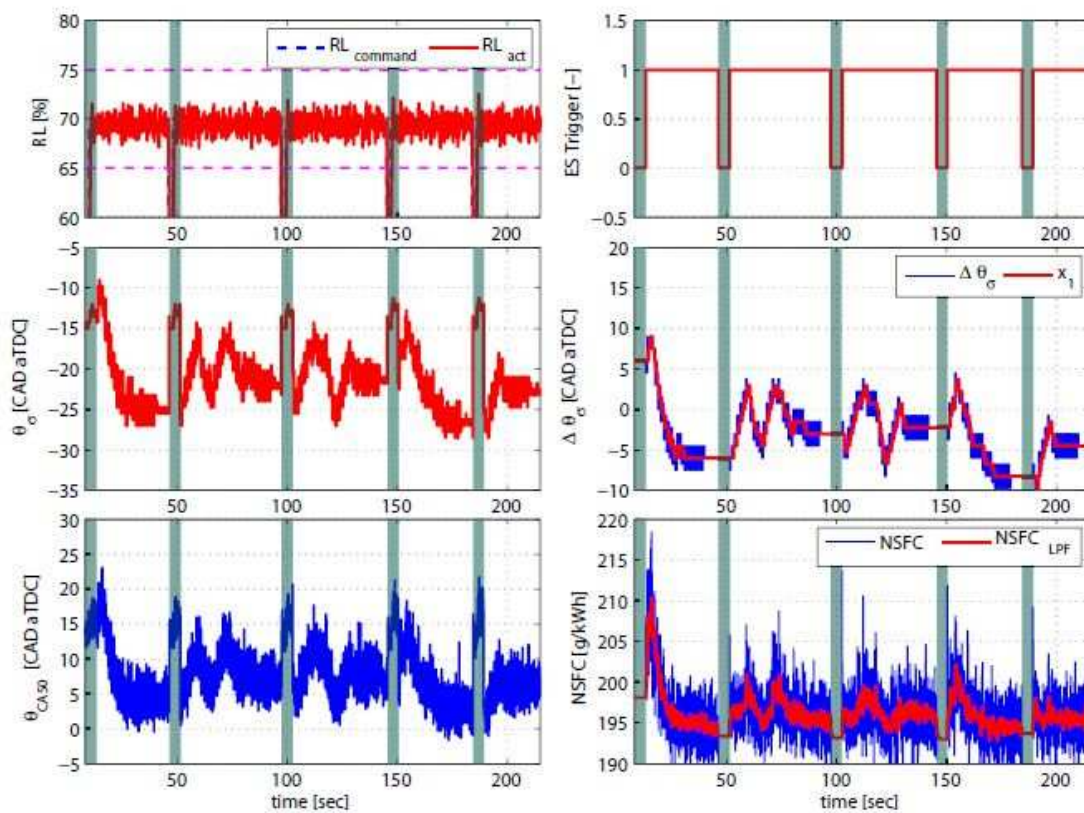


Figura 8.13

In generale, per tutte le prove, il controllore impiega circa 20 secondi per convergere al valore ottimale di anticipo.

Carico sinusoidale

Il controllore è stato provato anche in condizioni di carico variabile nel tempo. La variazione sinusoidale è stata implementata attraverso un attuatore sulla farfalla, la miscela viene mantenuta al valore stechiometrico.

La prima prova è stata fatta impostando un carico sinusoidale con valore medio $RL = 50\%$ ampiezza 3% , frequenza 0.01 Hz (periodo di 100 secondi) e velocità 2000 rpm . L'anticipo iniziale è stato ritardato di 12° rispetto al valore di mappa. La variazione del consumo specifico solitamente varia drasticamente col carico, ma in queste prove la variazione è contenuta perchè la farfalla subisce piccole oscillazioni. Pertanto il controllore può essere applicato anche per piccole oscillazioni del carico nel range di funzionamento. Nelle 5 prove la correzione che viene eseguita è rispettivamente 3.75° , -0.75° , -3.00° , -7.5° e 0.75° (-1.35° di media), i quali forniscono un MFB50 compreso tra 2° e 10° . Si ha un incremento dell'efficienza del 9% .

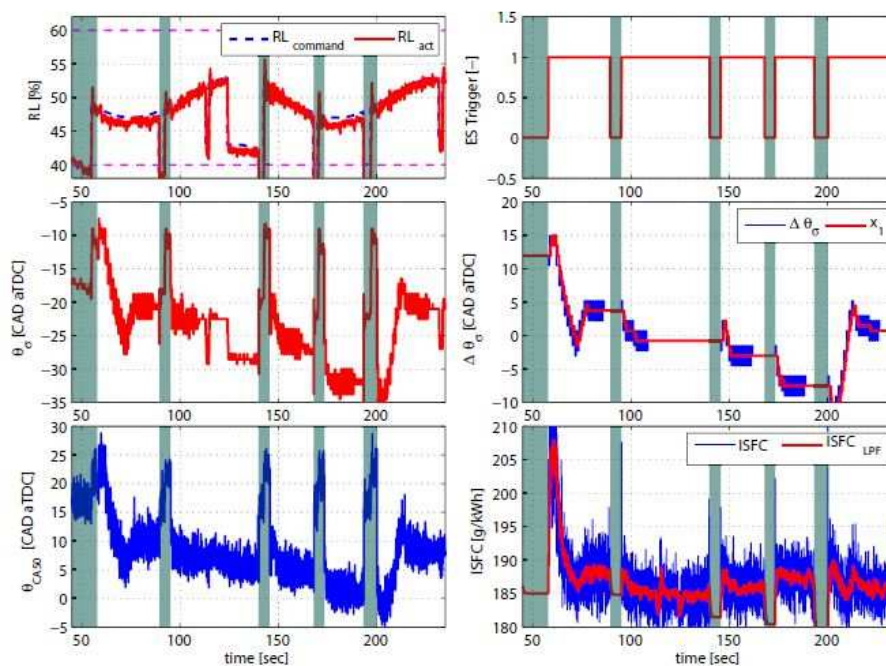


Figura 8.14

Per la seconda prova sono stati mantenuti gli stessi valori per il carico ma è stata aumentata la frequenza fino a 0.05 Hz (periodo di 20 secondi). L'anticipo iniziale è stato ritardato di 12° rispetto il valore di mappa. Il controllore fa convergere MFB50 a 5° dopo circa 15 secondi e il consumo specifico cala di circa il 12% .

Nelle 5 prove la correzione che viene eseguita è rispettivamente -4.50° , -2.25° , -1.50° , 0.75° e -5.25° (-2.25° di media), i quali forniscono un MFB50 compreso tra 3° e 8° . Il consumo specifico varia da 185 a 186 g/kWh .

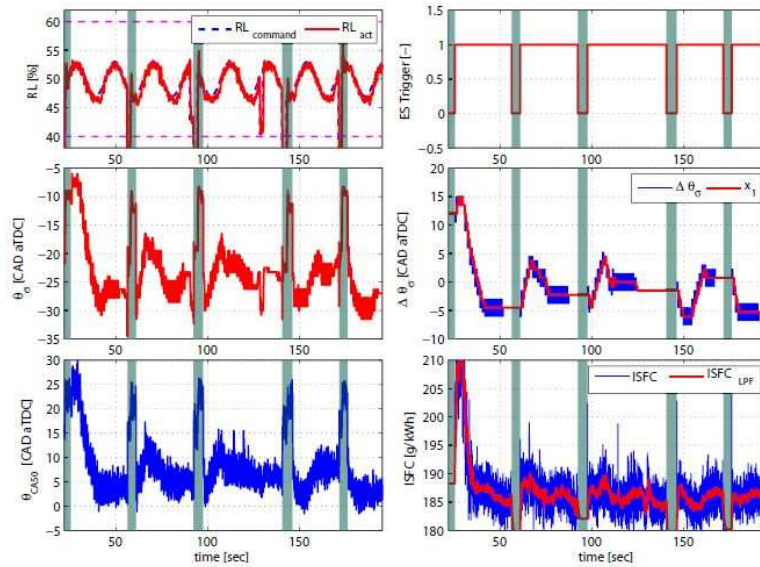


Figura 8.15

Per la terza prova sono stati mantenuti gli stessi valori per il carico ma è stata aumentata la frequenza fino a 0.1 Hz (periodo di 10 secondi). L'anticipo iniziale è stato ritardato di 12° rispetto al valore di mappa.

Nelle 5 prove la correzione che viene eseguita è rispettivamente 0.75° , -3.00° , -4.50° , 4.50° e -0.75° , i quali forniscono un MFB50 compreso tra 5° e 12° . L'efficienza varia da 185 a 189 g/kWh.

Nella prima e nella quarta prova ES si ferma in maniera indesiderata al secondo 30 e al secondo 155, come evidenziato nel cerchio tratteggiato. Questo accade perché la correzione che viene fatta è minore di una soglia per un numero predefinito di oscillazioni dell'anticipo; è chiaro che è necessario definire dei criteri più sofisticati di convergenza. Nei restanti tre casi le correzioni sono comparabili con i test precedenti.

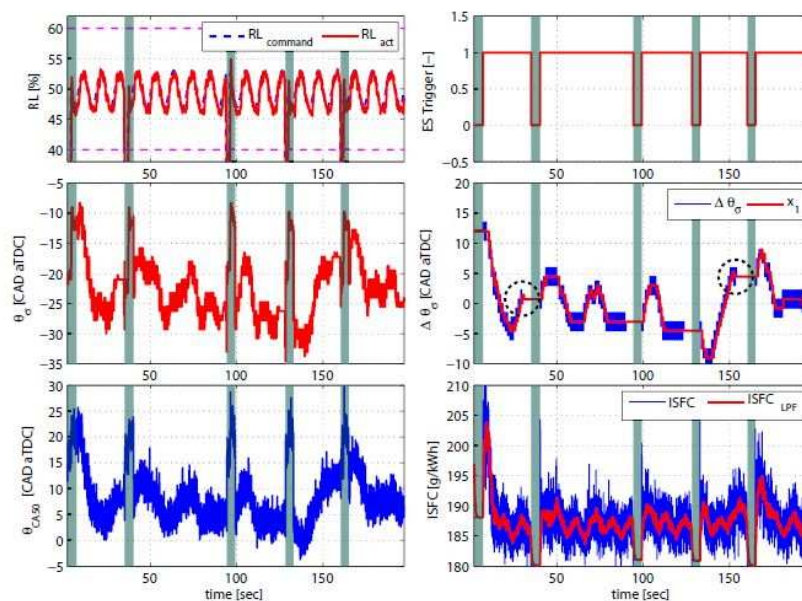


Figura 8.16

8.3. Motore Virtuale

Per poter valutare l'efficacia di questo metodo si è realizzato un motore virtuale a partire da dati sperimentali. In questo modo è stato possibile valutare, senza perdere troppo tempo, le eventuali criticità. Sono stati realizzati due motori virtuali dai dati provenienti dai seguenti motori:

- Fiat 1200 FIRE
- GSX-R 600 FSAE

Per i dati del motore Fiat (attualmente non più in uso nei laboratori dell'Università) si è partiti da segnali di pressione indicata acquisiti in base tempo. Le prove a disposizione erano state fatte con farfalla al 22% @ 2400rpm. Si avevano a disposizione due serie di prove ad anticipo e AFR variabile. La prima serie comprende 6 acquisizioni da 1996 cicli motore ciascuna ad un valore di anticipo variato rispetto a quello di mappa compreso tra 0 e +22°. La seconda serie comprende 7 acquisizioni da 1196 cicli motore ciascuna facendo variare il rapporto aria combustibile da 13.2 a 14.9 e anticipato di +8° rispetto al valore di mappa.

	AFR 13.2	AFR 13.4	AFR 13.7	AFR 14.0	AFR 14.3	AFR 14.6	AFR 14.9
SA (°)						0	
						4	
	8	8	8	8	8	8	8
						12	
						16	
						22	

Da questi pochi punti si è dovuto estrapolare delle mappe che permettessero di ampliare il campo di funzionamento del motore. Le mappe costruite sono:

- superficie MFB50 medio in funzione di SA e di AFR
- superficie T scarico in funzione di SA e di AFR
- superficie parametro di forma di una distribuzione Weibull in funzione di SA e di AFR
- superficie parametro di scala di una distribuzione Weibull in funzione di SA e di AFR

Il campo di AFR va da 11 a 18 con passo 0.01, il campo di SA va da 0 a +30° con passo 0.1°.

La confidenza delle mappe diminuisce man mano che ci si allontana dai punti sperimentali. Una interpolazione quadratica ha permesso di avere un errore RMSE accettabile. RMSE è l'errore quadratico medio che è una quantità non adimensionale e fornisce una misura della differenza tra il valore predetto e il valore effettivamente misurato.

$$RMSE = \sqrt{EMS} = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \hat{x}_i)^2}{n}}$$

dove x_i è il dato misurato e \hat{x}_i è il valore stimato.

Per il secondo motore si è potuto eseguire una più organizzata una campagna di acquisizione dati delle grandezze indicating e della temperatura dei gas di scarico prima del catalizzatore.

Le acquisizioni sono state fatte a 7000rpm e apertura farfalla 22% facendo variare AFR e anticipo per un totale di 80 punti motore.

	AFR 11.7	AFR 12.0	AFR 12.4	AFR 12.7	AFR 13.0	AFR 13.4	AFR 13.7	AFR 14.0
SA (°)	44.4	44.4	44.4	44.4	44.4	44.4	44.4	44.4
	48.4	48.4	48.4	48.4	48.4	48.4	48.4	48.4
	52.4	52.4	52.4	52.4	52.4	52.4	52.4	52.4
	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4	56.4
	60.4	60.4	60.4	60.4	60.4	60.4	60.4	60.4
	62.4	62.4	62.4	62.4	62.4	62.4	62.4	62.4
	64.4	64.4	64.4	64.4	64.4	64.4	64.4	64.4
	66.4	66.4	66.4	66.4	66.4	66.4	66.4	66.4
	68.4	68.4	68.4	68.4	68.4	68.4	68.4	68.4
	70	70	70	70	70	70	70	70

Le mappe sono state generate interpolando i dati sperimentali con delle superfici polinomiali di secondo grado

$$f(x, y) = p_{00} + p_{10}x + p_{01}y + p_{20}x^2 + p_{11}xy + p_{02}y^2$$

Le mappe generate sono quelle di PMI, MFB50 e sua deviazione standard, parametri della distribuzione Weibull per la generazione di MAPO e temperatura gas di scarico in funzione di anticipo e composizione miscela.

Generazione Pressione Media Indicata (PMI)

Attraverso anticipo e rapporto aria combustibile attuali si entra nella mappa di MFB50 e se ne ricava un valore medio; la deviazione standard di MFB50 si può porre, con buona approssimazione, direttamente proporzionale da AFR. Ora si combinano questi due valori in un blocco che seleziona un valore casuale di MFB50 da una distribuzione normale. Questo blocco simula la dispersione ciclica; infatti, come illustrato precedentemente, MFB50 a parità di anticipo è normalmente distribuito. Con il valore ottenuto si ricava un valore di PMI normalizzato rispetto al valore massimo ottenibile con AFR stechiometrico. Il valore

normalizzato viene moltiplicato per un fattore di scala in funzione di AFR attuale che corregge il valore di pressione media indicata.

Il blocco "generatore MFB50" si basa sulla seguente definizione

$$MFB50 = \overline{MFB50} + \sigma \cdot randn$$

Cioè un numero selezionato da una distribuzione normale caratterizzato da valor medio $\overline{MFB50}$ e deviazione σ . *Randn* è una funzione di Matlab e fornisce un numero tra -1 e +1 normalmente distribuito.

Il blocco "generatore PMI normalizzata" è costituito da una cubica, ottenuta interpolando i punti del piano PMI-MFB50 (AFR stechiometrico) e dividendola per il massimo valore che assume nell'intervallo $-10^\circ \div +40^\circ$; entrando con un valore di MFB50 si ottiene un valore che può essere al massimo 1.

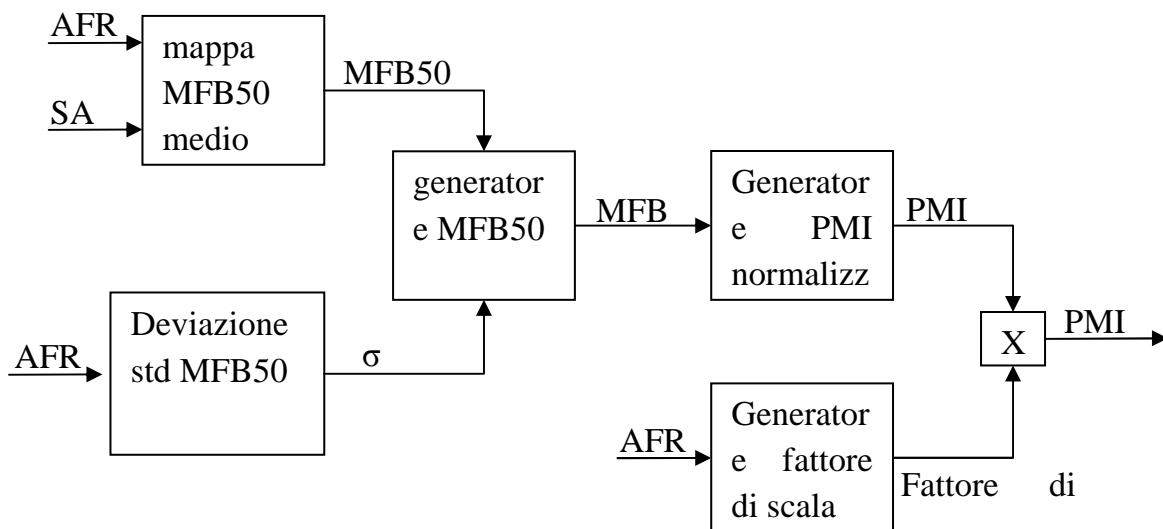


Figura 8.17: Motore Virtuale, generazione della PMI

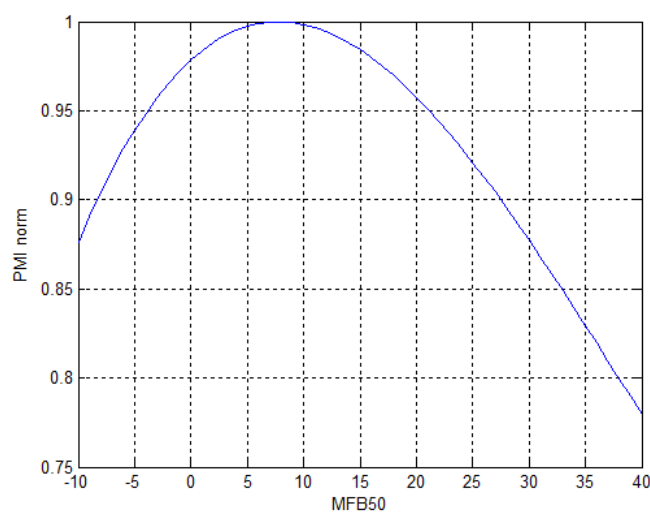


Figura 8.18: Cubica da cui si ottiene la PMI normalizzata

Il blocco "generatore fattore di scala" è una parabola ottenuta interpolando il valore della PMI delle prove con anticipo costante (delta a $+8^\circ$) e AFR variabile. Entrando con il valore di AFR attuato si ottiene la pressione media indicata massima che è possibile generare.

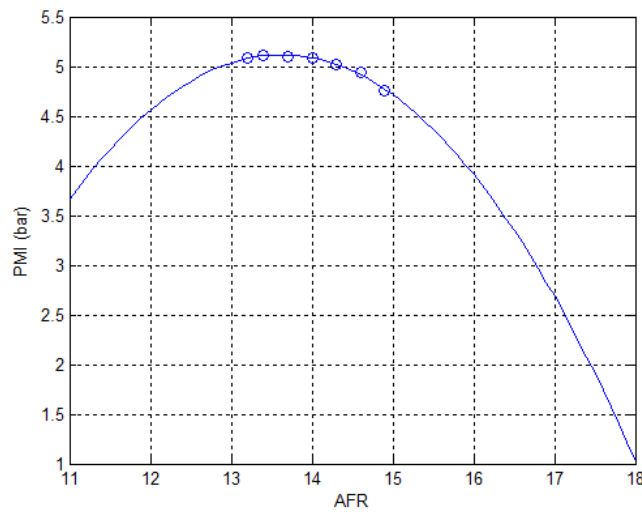


Figura 8.19: esempio di fitting dell'andamento della PMI in funzione di AFR per il motore FIRE

Generazione temperatura dei gas di scarico.

Attraverso anticipo e rapporto aria combustibile attuali si entra nella mappa delle temperature di scarico, al valore ottenuto si sottrae il minimo valore presente nella mappa ottenendo così una temperatura normalizzata il cui valore minimo è 0. Questa operazione è stata eseguita perché nella definizione della funzione di merito il valore della temperatura deve partire da 0.

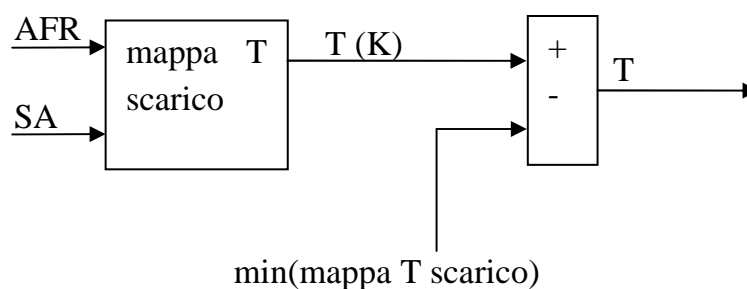


Figura 8.20: Motore virtuale, generazione della temperatura allo scarico

Generazione di MAPO

Attraverso anticipo e rapporto aria combustibile attuali si entra in due mappe, la prima fornisce il parametro di forma la seconda fornisce il parametro di scala della distribuzione Weibull. Il blocco successivo genera un valore random di MAPO da una distribuzione di Weibull descritta dai due parametri precedenti.

Il blocco "generatore MAPO" si basa sulla seguente funzione di Matlab

$$MAPO = random('wbl', parscala, parforma)$$

Il quale genera un valore random di una distribuzione Weibull (wbl), descritta dal parametro di forma e di scala.

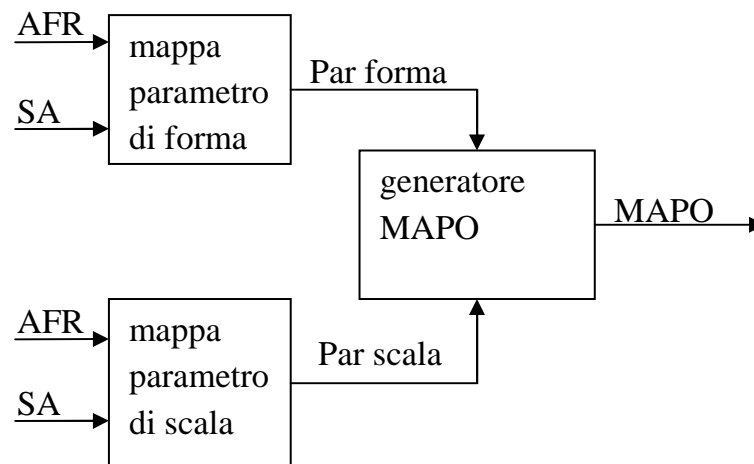


Figura 8.21: Motore virtuale, generazione del MAPO

Generazione delle Mappe Fiat 1200 FIRE

Per come è stato pensato il motore virtuale per la generazione di pressione media indicata e temperatura di scarico, è stato necessario crearsi delle mappe di alcune grandezze in funzione dei due parametri che l'algoritmo ES si propone di controllare.

Mappa di MFB50

Per ogni prova sono noti MFB50 medio e sua deviazione standard (calcolati tramite l'applicazione di analisi dei dati di pressione HeatIT_off). Per la deviazione della fase di combustione si è ritenuta sufficiente l'ipotesi che questa dipenda significativamente solo da AFR.

La mappa di MFB50 medio mostra come questo cali al diminuire del rapporto aria combustibile fino a circa 14.6; dopo ricomincia ad aumentare.

In presenza di miscela magra diminuisce la probabilità che le molecole di ossigeno e combustibile si incontrino per reagire rallentandone il processo.

MFB50 cala sempre all'aumentare dell'anticipo, perché la combustione viene fatta partire prima e quindi il tutto viene anticipato.

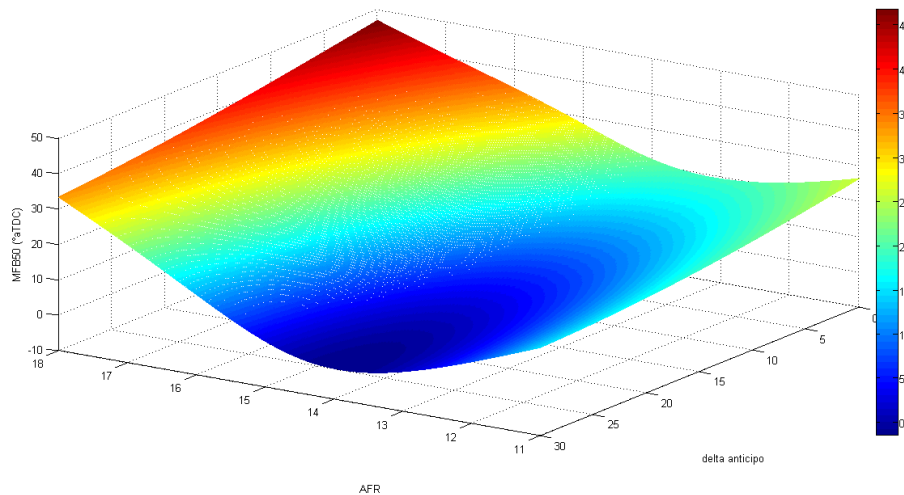


Figura 8.22: Mappa di MFB50 generata

Mappa temperatura di scarico

La mappa estrapolata si riferisce alla temperatura stimata nel cilindro 30° prima del punto morto inferiore, in corrispondenza dell'apertura delle valvole di scarico. La stima della temperatura dipende dalla pressione, temperatura del collettore di aspirazione e dal rendimento volumetrico, parametri impostati nell'applicazione HeatIT_off. Il valore ottenuto non è da considerare come una stima della temperatura dei gas di scarico, dal momento che trascura l'effetto dell'espansione dei gas all'apertura della valvola, ma è sicuramente ben correlato alla temperatura dei gas. Questo basta per mettere alla prova l'algoritmo di controllo basato su ES.

In figura si vede che la temperatura aumenta sempre al diminuire del delta anticipo perché la combustione viene spostata in avanti con pressioni di fine espansione maggiori e quindi temperature maggiori.

La temperatura è massima per composizioni magre della miscela perché l'eccesso di aria rallenta la combustione, quindi a fine espansione le temperature sono maggiori.

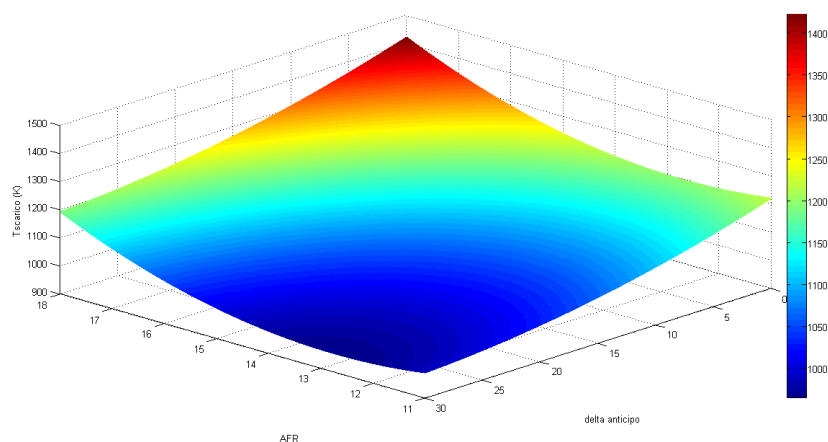


Figura 8.23

Mappe per la generazione del MAPO

Il MAPO ha una distribuzione probabilistica che dipende da quanto il motore sta detonando. In condizioni poco detonanti il MAPO ha distribuzione normale; man mano che i cicli diventano più detonanti l'indice ha distribuzione log-normale.

Questi due tipi di distribuzioni probabilistiche possono essere efficacemente descritti con la distribuzione di Weibull che viene descritta attraverso due parametri positivi: uno di forma (b) e uno di scala (a).

$$f(x) = \frac{b}{a^b} x^{b-1} e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b}$$

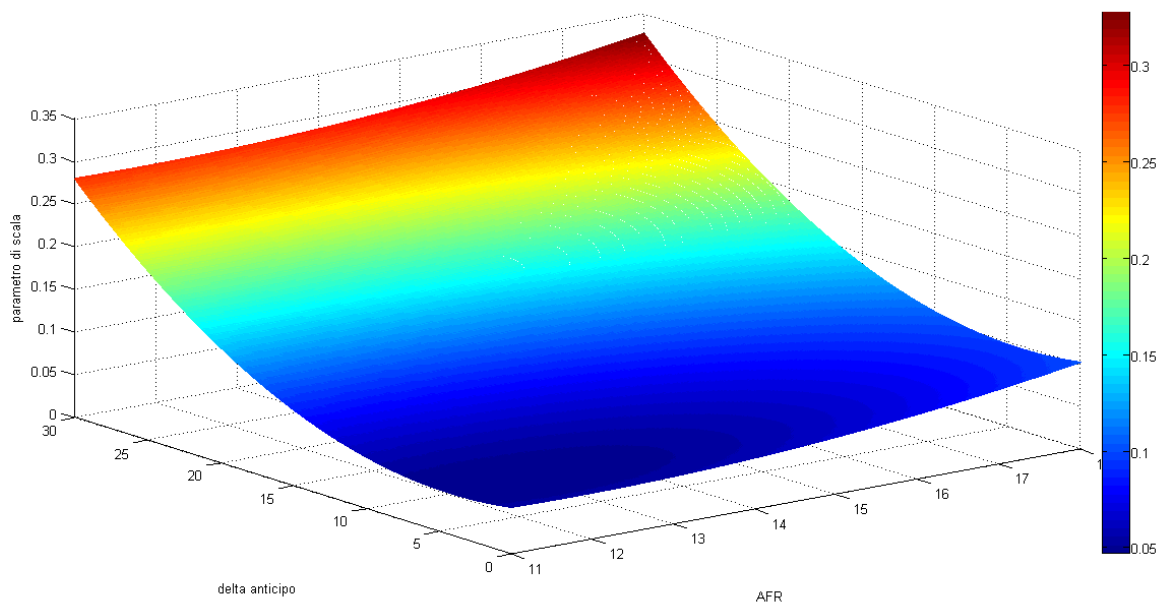


Figura 8.24

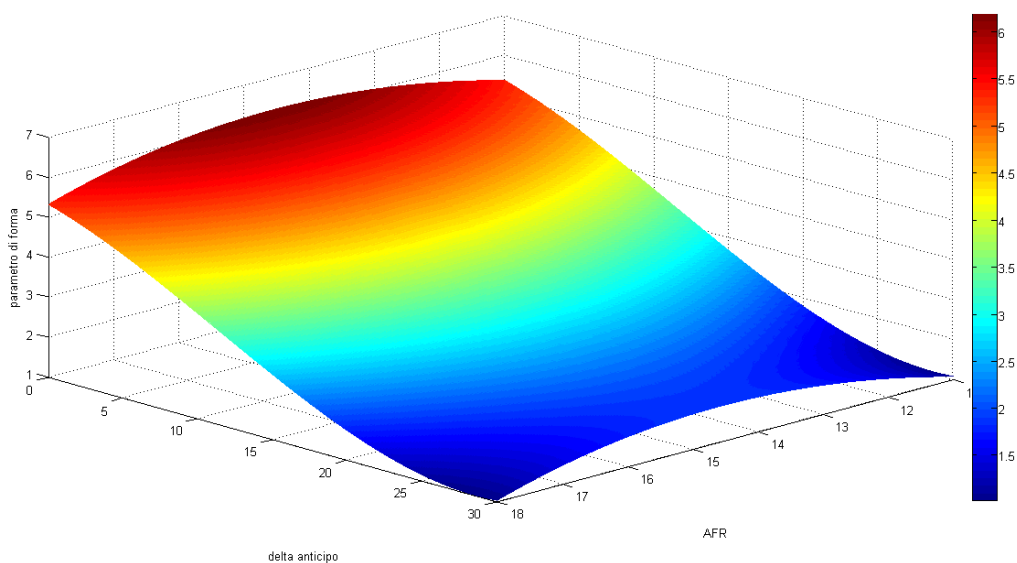


Figura 8.25

Di seguito viene riportato l'andamento della funzione distribuzione di probabilità con AFR costante al valore stechiometrico e delta anticipo di 0° , $+10^\circ$, $+20^\circ$ e $+30^\circ$. Coerentemente con quanto detto per valori bassi di anticipo la tendenza a detonare è bassa e il MAPO ha distribuzione normale, mentre per valori alti di anticipo la distribuzione è di tipo log-normale e la probabilità di avere cicli detonanti aumenta.

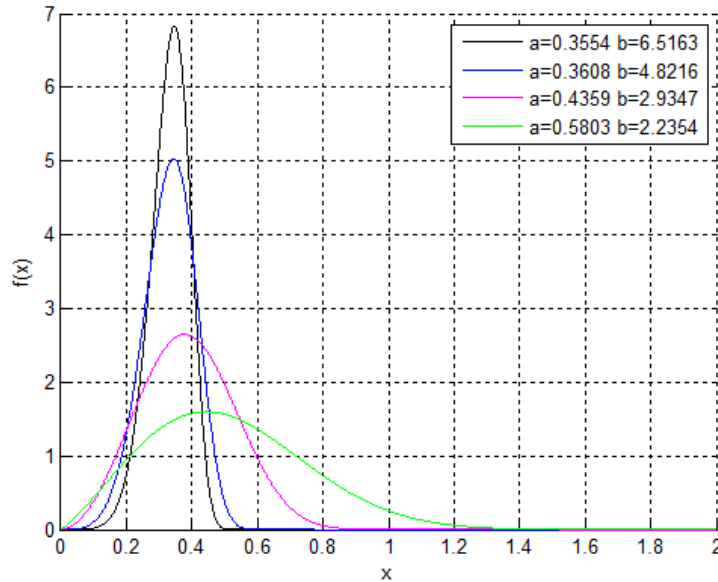


Figura 8.26

Generazione delle Mappe GSX-R 600

In questo caso le mappe non sono ottenute estrapolando i dati sperimentali e di conseguenza i dati sono più attendibili.

Mappa MFB50 medio e sua deviazione standard

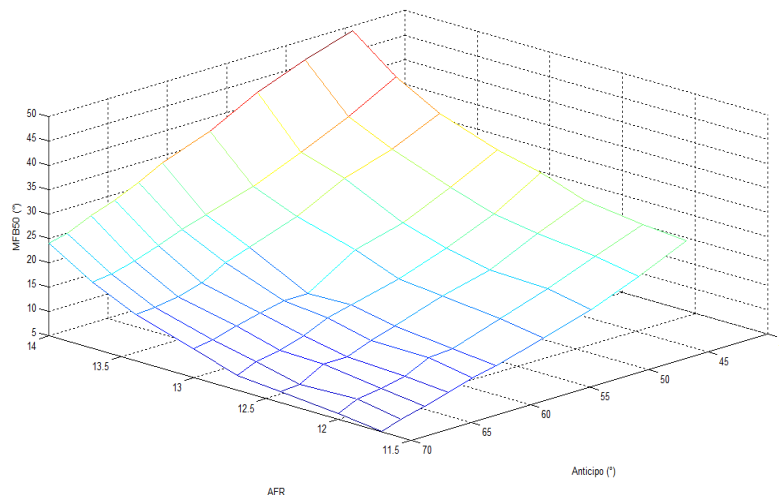


Figura 8.27: Mappa sperimentale MFB50 in funzione di AFR e SA

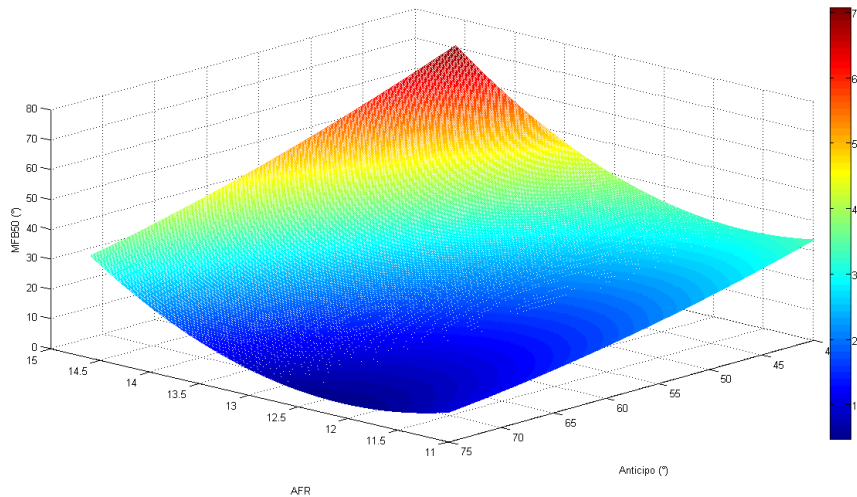


Figura 8.28: Motore virtuale, mappa MFB50
L'errore quadratico medio RMSE vale 0.9455.

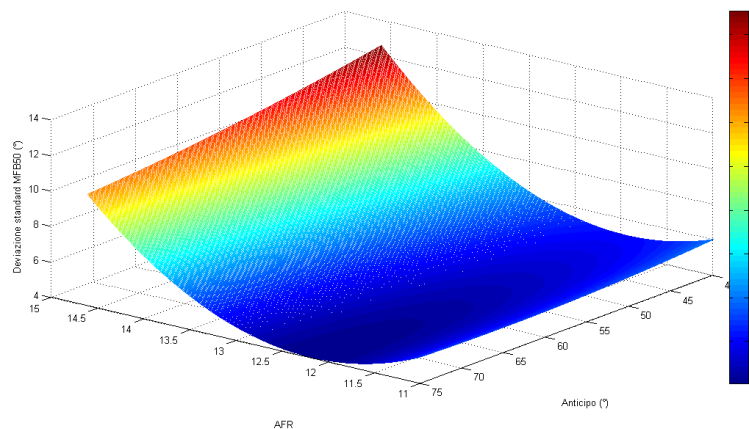


Figura 8.29: Motore virtuale, mappa deviazione standard MFB50

L'errore quadratico medio RMSE vale 0.3953

Mappa PMI

Per questo motore è possibile avere a disposizione anche la mappa della PMI funzione direttamente di AFR e SA

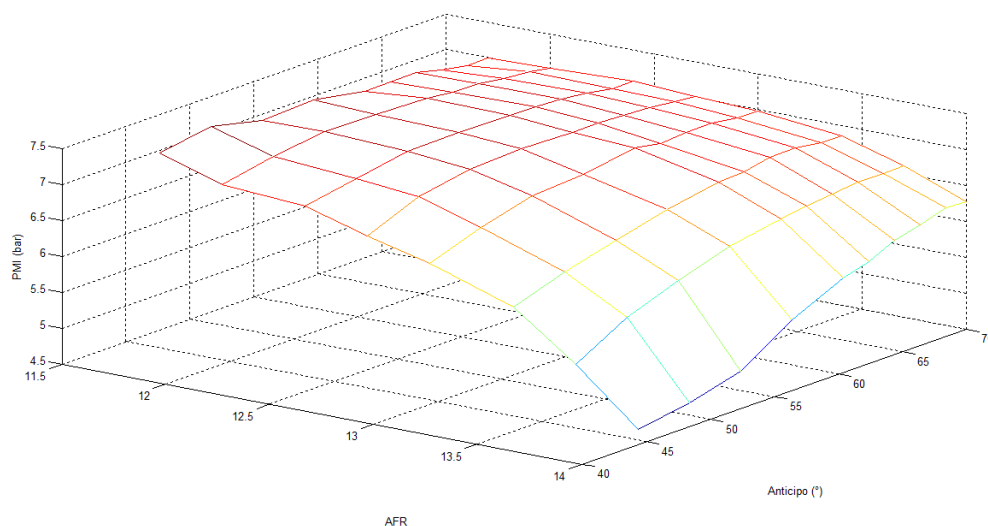


Figura 8.30: Mappa sperimentale PMI in funzione di AFR e SA

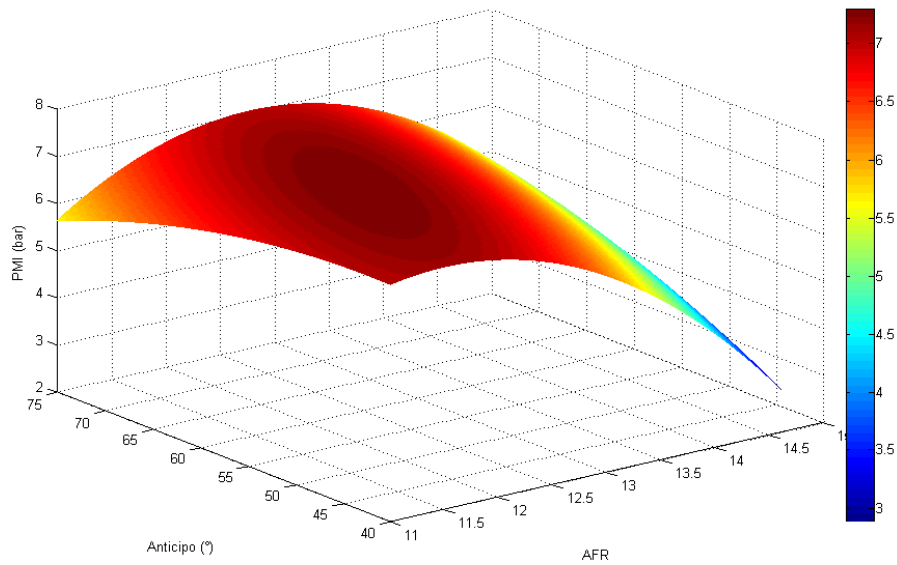


Figura 8.31: Motore Virtuale, mappa PMI

L'errore quadratico medio RMSE vale 0.1142

Mappa temperatura gas di scarico

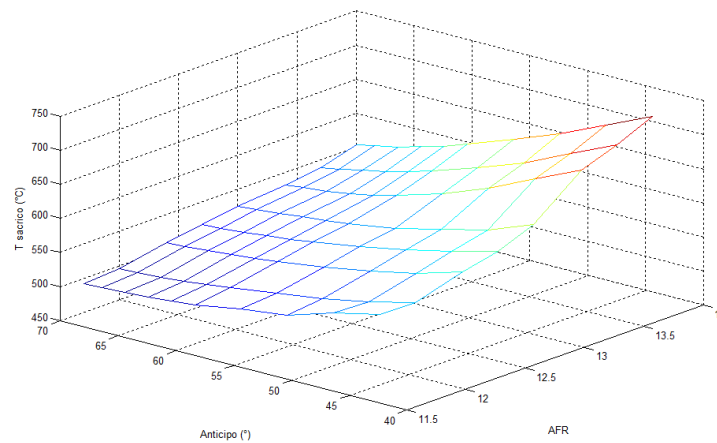


Figura 8.32: Mappa sperimentale Temperatura dei gas di scarico

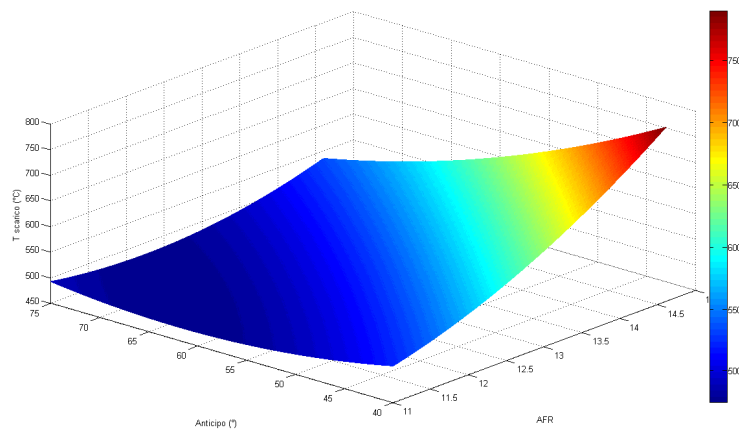


Figura 8.33: Motore virtuale, mappa temperatura dei gas di scarico

L'errore quadratico medio RMSE vale 5.310

Mappe per la generazione di MAPO

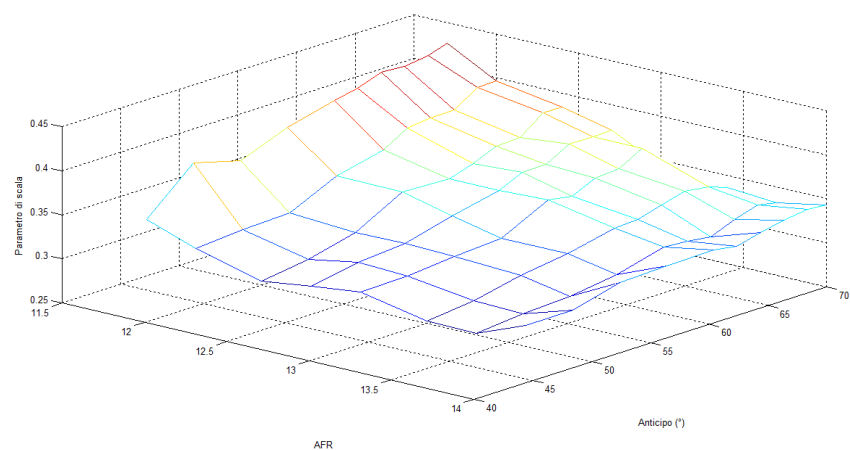


Figura 8.34: Mappa sperimentale Mapo

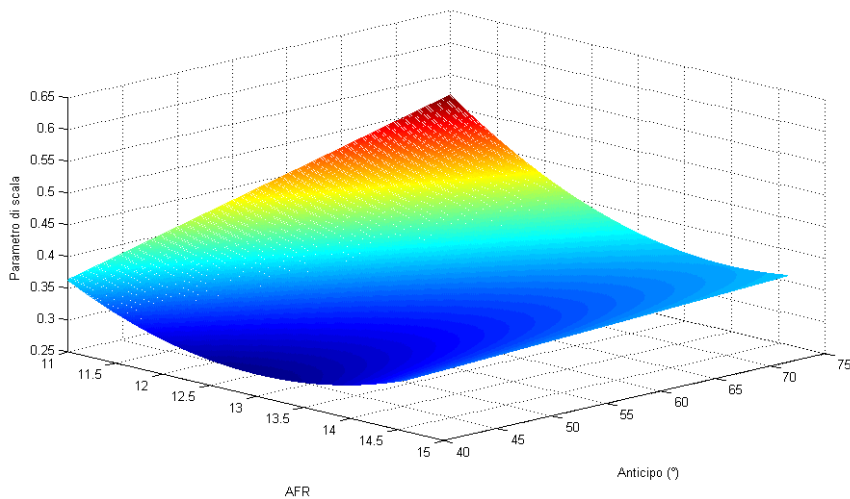


Figura 8.35: Motore virtuale, mappa Mapo

L'errore quadratico medio RMSE vale 0.0096

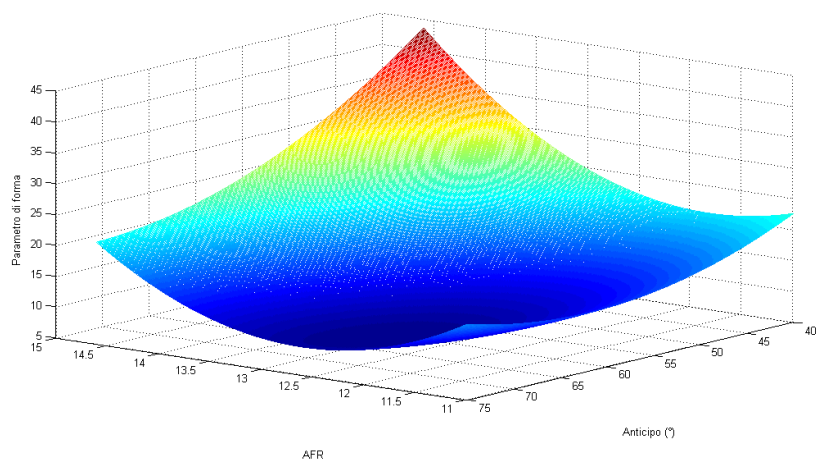


Figura 8.36

8.4. Algoritmo di calibrazione

Il controllo automatico di un dato sistema dinamico si prefigge di modificare il comportamento del sistema da controllare (ovvero le sue uscite) attraverso la manipolazione delle grandezze d'ingresso. Ad esempio può richiedersi che l'uscita rimanga costante ad un valore prefissato al variare dell'ingresso (controllo semplice) oppure segua fedelmente la dinamica dell'ingresso stesso (sistema di asservimento) a meno di amplificazioni e ritardi.

Spesso alla base di uno studio attento delle specifiche dinamiche di un sistema vi è la motivazione di ricercare il comportamento “migliore” rispetto a determinati obiettivi. Quando questi motivi appaiono in forma esplicita, la cornice naturale nella quale ascrivere il problema è quella del controllo ottimo.

Obiettivo del controllo ottimo è determinare i segnali di controllo tali per cui il sistema da controllare soddisfi determinati vincoli fisici e allo stesso tempo renda minimo o massimo un qualche criterio scelto per misurarne le prestazioni.

La formulazione del problema del "controllo ottimo" classico richiede:

- Un modello che descrive il comportamento del sistema dinamico da controllare
- Un indice di comportamento che tiene conto delle specifiche desiderate e delle esigenze del progettista
- La specificazione delle condizioni al contorno e dei vincoli fisici sugli stati e sul controllo

La struttura di un problema di controllo ottimo, nella versione più semplice, comprende un sistema dinamico (lineare o non lineare, a tempo continuo o a tempo discreto) per il quale possono essere assegnate le funzioni di ingresso. Vi è inoltre una funzione obiettivo il cui valore è determinato dal comportamento del sistema, ed è, in un certo senso, la misura della qualità della risposta del sistema. Il problema di controllo ottimo può essere formulato come selezione di quella funzione di ingresso che ottimizza (massimizza o minimizza) la funzione obiettivo.

Il controllo del sistema in esame viene affidato ad un altro sistema costruito appositamente, detto controllore, che viene progettato dopo uno studio preliminare del sistema da controllare per individuarne il modello matematico esatto, servendosi degli strumenti messi a punto dalla teoria dei sistemi. Il controllo automatico di un sistema è possibile solo nella misura in cui il sistema stesso è raggiungibile e osservabile, cioè nella misura in cui è possibile portarlo in un dato stato interno agendo sui suoi ingressi, e risalire allo stato attuale del sistema basandosi sulle sue uscite.

Progetto controllore

L'algoritmo creato è un ibrido e trae ispirazione dalla tecnica dell'Extremum Seeking.

Si tratta di un sistema closed loop che va a regolare l'anticipo di accensione e il rapporto aria-combustibile utilizzando come input il segnale di pressione in camera (pressione indicata) e la temperatura dei gas di scarico con l'obiettivo di massimizzare una funzione di merito che verrà definita in seguito.

In aggiunta è stato implementato un limitatore dell'anticipo di accensione per il controllo della detonazione.

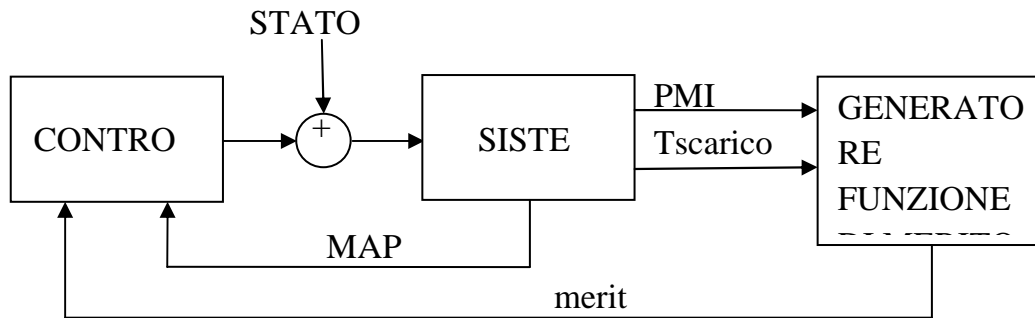


Figura 8.37

Controllore

L'idea che sta alla base del controllore è quella di eccitare il sistema con due disturbi sinusoidali (uno per SA e uno per AFR) a frequenza nota e confrontare le loro fasi con le fasi delle armoniche della funzione di merito alla frequenza dei disturbi.

Si parte da un valore iniziale dell'anticipo di accensione e composizione della miscela e si sommano un disturbo sinusoidale di ampiezza e frequenza nota per le due grandezze.

I valori puntuali di SA e AFR influiscono sulla pressione media indicata (PMI) sulla temperatura dei gas di scarico e sulla tendenza alla detonazione; a sua volta la PMI puntuale e la temperatura dei gas di scarico vengono combinati per generare la funzione di merito da massimizzare che verrà descritta successivamente.

Il sistema è di tipo DIDO (*Dual Input Dual Output*) quindi i disturbi in input devono essere disaccoppiati per poi poterli riconoscere nel post trattamento della funzione di merito. Il disaccoppiamento scelto è basato sulla frequenza.

Il disaccoppiamento dei disturbi fa sì che il controllore sia organizzato in due macro blocchi che vengono eseguiti in intervalli temporali differenti, richiedendo, rispettivamente, variazioni di anticipo e di AFR, con l'obiettivo di massimizzare la funzione di merito.

I periodi di oscillazione sono definiti come un numero intero di cicli motore, il macroblocco del controllo su SA viene eseguito ogni zz cicli, il macroblocco del controllo su AFR viene eseguito ogni ZZ cicli. zz e ZZ sono multipli interi rispettivamente del periodo del disturbo su SA e AFR.

Il periodo di oscillazione di AFR (T_{AFR}) è maggiore rispetto al periodo di SA (T_{SA}), per cui il controllo sull'anticipo girerà con frequenza maggiore.

$zz = k_1 T_{SA}$, $ZZ = k_2 T_{AFR}$ con k_1 e k_2 interi e multipli.

Per esempio se $zz=60$ e $ZZ=300$ il blocco della correzione di AFR verrà eseguito ogni $\frac{ZZ}{zz} = 5$ correzioni di SA.

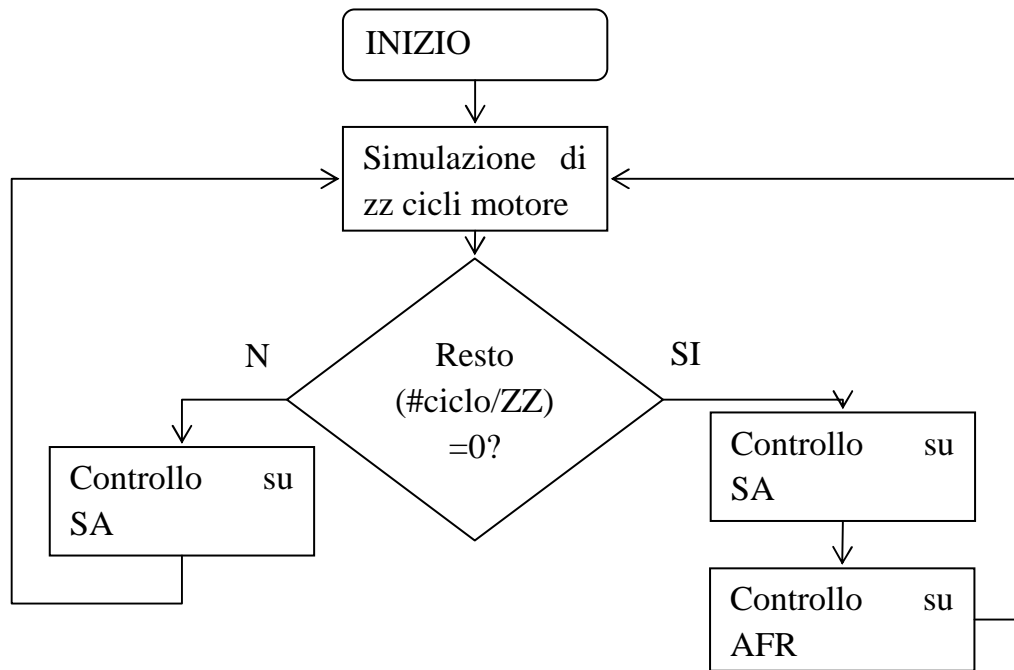


Figura 8.38

Funzione di merito

La funzione di merito viene calcolata considerando la pressione media indicata e la temperatura dello scarico generati attraverso il motore virtuale.

E' così definita

$$merit = PMI * \left(1 - \frac{1}{1 + e^{0.05 * (T_{lim} - T_{norm})}} \right)$$

Dove $T_{norm} = T_{scarico} - \min(mappa T_{scarico})$ e T_{lim} è un valore intermedio tra il minimo e il massimo della mappa della temperatura dei gas di scarico.

In figura è mostrato l'andamento di $\left(1 - \frac{1}{1 + e^{0.05 * (T_{lim} - T_{norm})}} \right)$ per diversi valori di T_{lim} .

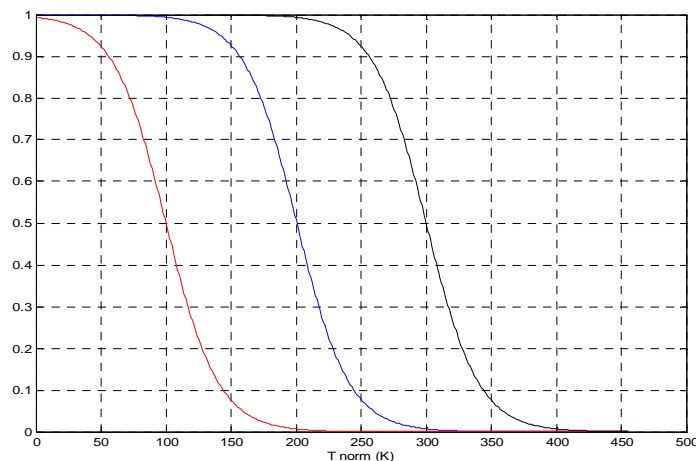


Figura 8.39

Controllo sull'anticipo

Si inizia col memorizzare tanti valori di *merit* pari ad un multiplo del periodo di oscillazione del disturbo su SA (verranno indicati con il simbolo *zz*); la funzione di merito viene calcolata ogni ciclo motore per cui la frequenza di campionamento è pari a $\frac{rpm}{2 \cdot 60}$

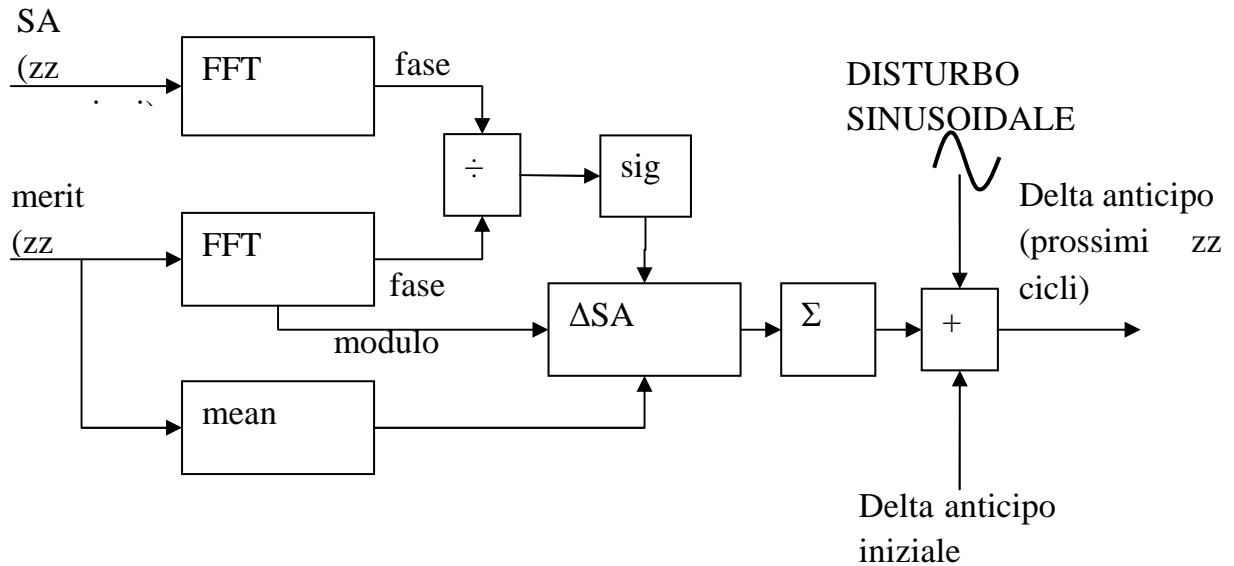


Figura 8.40: generatore disturbi anticipo

A questo punto si ha un numero sufficiente di campioni per poter farne un'analisi in frequenza della funzione di merito:

- Si calcola la trasformata di Fourier discreta (*FFT*) dell'anticipo sugli ultimi *zz* valori e se ne analizzano i fattori caratteristici (fase e ampiezza) alla frequenza del disturbo
- Si calcola la *FFT* di *merit* sugli ultimi *zz* valori e per l'armonica a frequenza pari alla frequenza del disturbo e ne vengono considerati ampiezza e fase.

Come prima cosa vengono comparate le fasi; se il loro rapporto è positivo significa che ci troviamo a sinistra del massimo, viceversa se il rapporto è negativo ci troviamo a destra del massimo. Questo sta ad indicare che nel primo caso bisognerà aumentare l'anticipo, mentre nel secondo caso bisognerà diminuirlo.

Osservando la figura e ponendoci, per esempio, a sinistra del massimo ed eccitando il sistema con una senoide, si vede che quando SA aumenta anche *merit* aumenta; ciò sta ad indicare che ingresso ed uscita sono in fase. L'opposto accade se ci si pone a destra del massimo.

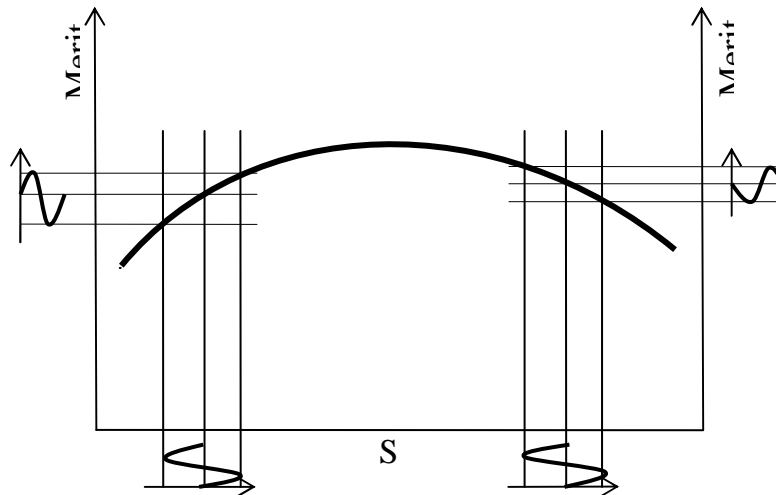


Figura 8.41: comparazione delle fase a seguito di un disturbo

Il blocco ΔSA determina l'offset delle variazioni dell'anticipo nei seguenti ZZ cicli. L'incremento o decremento è proporzionale al rapporto tra l'ampiezza del modulo dell'armonica e la media degli ultimi ZZ valori di *merit*, il tutto moltiplicato per una costante di guadagno.

La costante di guadagno viene selezionata tra due valori:

- se disturbo e *merit* sono in fase il guadagno è minore
- se disturbo e *merit* sono controfase il guadagno è doppio

questa condizione è stata aggiunta perché si è visto che la convergenza del controllore partendo da valori alti dell'anticipo è più lenta.

Controllo su AFR

Si inizia col memorizzare tanti valori di *merit* pari ad un multiplo del periodo di oscillazione del disturbo su AFR (verranno indicati con il simbolo ZZ).

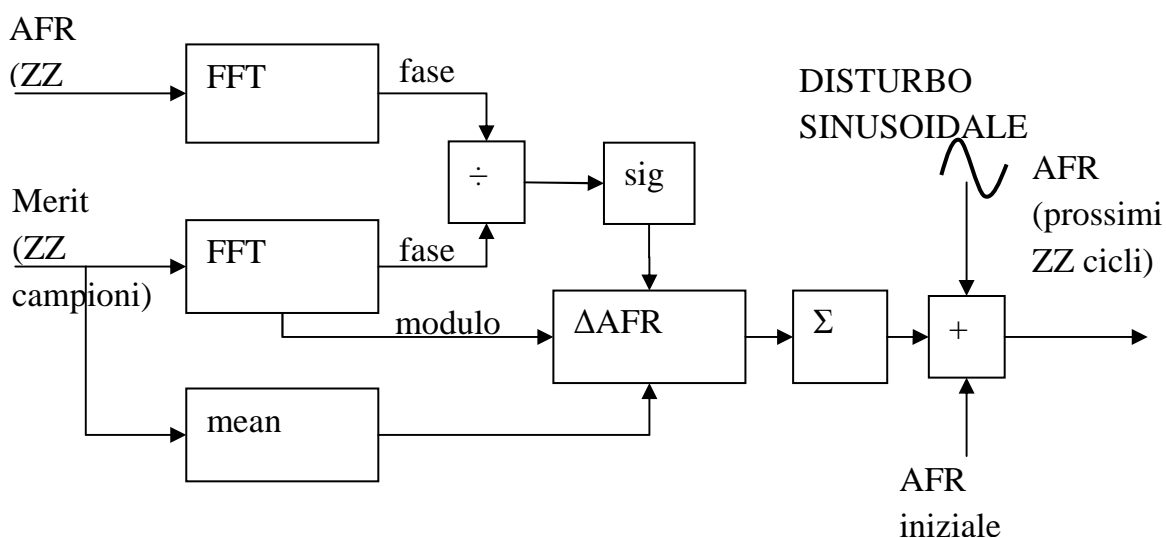


Figura 8.42: controllore AFR

A questo punto si ha il numero sufficiente di campioni per fare un'analisi in frequenza della funzione di merito:

- Si calcola la trasformata di Fourier discreta (*FFT*) di AFR sugli ultimi ZZ valori e se ne analizzano i fattori caratteristici (fase e ampiezza) della frequenza del disturbo
- Si calcola la *FFT* di *merit* sugli ultimi ZZ valori e per l'armonica a frequenza pari alla frequenza del disturbo vengono considerati ampiezza e fase.

Come prima cosa vengono comparate le fasi; se il loro rapporto è positivo significa che ci troviamo a sinistra del massimo, viceversa se il rapporto è negativo ci troviamo a destra del massimo. Questo sta ad indicare che nel primo caso bisognerà aumentare il rapporto aria combustibile, mentre nel secondo caso bisognerà diminuirlo.

Il blocco ΔAFR determina l'offset delle variazioni di AFR nei seguenti ZZ cicli. L'incremento o decremento è proporzionale al rapporto tra l'ampiezza del modulo dell'armonica e la media degli ultimi ZZ valori di *merit*, il tutto moltiplicato per una costante di guadagno.

Controllo sul MAPO

Per il controllo del MAPO non si utilizza il valore puntuale ma il valore di MAPO sotto al quale stanno il 97% dei zz cicli, indicato con MAPO97.

In una memoria vengono scritti i valori di anticipo massimo per dato AFR; il valore massimo viene ricavato monitorando l'indice di detonazione. Se per il valore attuale di AFR e SA si supera una soglia predefinita del MAPO97 allora per i seguenti zz cicli viene attuato un anticipo che è al massimo il minimo valore della sinusoidale nei zz cicli attuali. Viceversa non viene imposto nessun limite.

La seconda versione del controllo della detonazione viene fatta limitando il delta anticipo massimo attuabile non appena si supera la soglia di MAPO97 indipendentemente da AFR.

8.5. Simulazioni algoritmo di calibrazione

I parametri che influenzano il controllore sono le frequenze di oscillazione dei disturbi sinusoidali, le finestre di osservazione della funzione di merito per il controllo dell'anticipo e del rapporto aria combustibile e le due costanti di guadagno per la determinazione dei delta anticipo e delta AFR comandati:

- $freq_sa$ frequenza disturbo sull'anticipo di accensione
- $freq_afr$ frequenza disturbo su AFR
- $zz = k_1 \frac{1}{freq_sa}$ finestra di osservazione di *merit* per il controllo sull'anticipo di accensione

- $ZZ = k_2 \frac{1}{freq_afr}$ finestra di osservazione di *merit* per il controllo su AFR
- $kadv$ costante di guadagno controllo anticipo di accensione
- $kafr$ costante di guadagno controllo AFR

Tutti questi parametri determinano la dinamica del controllore, nonché la sua precisione a regime.

Il comportamento del motore è differente in base ai valori iniziali di anticipo e AFR; per cui si è dovuto cercare un set di parametri di compromesso che fornisse dei buoni risultati per tutti i tipi di prove in cui è stato testato.

L'obiettivo è quello di far convergere la funzione di merito, precedentemente definita, nel più breve tempo possibile e partendo da valori diversi di delta anticipo e AFR.

Le prove eseguite sono:

- delta anticipo iniziale basso e AFR iniziale bassi
- delta anticipo iniziale alto e AFR iniziale basso
- delta anticipo iniziale basso e AFR iniziale alto
- delta anticipo iniziale alto e AFR iniziale alto

Per un totale di 600 prove simulate, costituite da 18000 cicli motore ciascuna.

Per ogni prova sono stati memorizzati l'andamento dell'anticipo di accensione, l'andamento di AFR, l'andamento della funzione di merito e una matrice che per ogni prova tiene memoria del valore dei vari parametri. Ogni prova è caratterizzata da diverse prestazioni nel raggiungimento del valore ottimale, in dipendenza dall'impostazione dei parametri del controllore ES. Ad esempio, il numero di cicli necessario per far convergere l'anticipo, il numero di cicli necessario per far convergere AFR, l'assenza o presenza di sovra-elongazione, possono essere impiegati per stabilire quale sia l'impostazione ottimale. Di seguito vengono indicati i valori ottimali ottenuti sulla base delle 600 simulazioni:

- $freq_sa$ 1/20 cicli motore
- $freq_afr$ 1/100 cicli motore
- k_1 3
- k_2 3
- $kadv$ 2.125
- $kafr$ 0.500

I risultati mostrati di seguito sono ottenuti utilizzando i parametri elencati sopra.

Prova 1 FIRE: delta anticipo iniziale basso e AFR iniziale bassi

La simulazione viene inizializzata con delta anticipo $2^\circ \pm 2^\circ$ e AFR 12 ± 0.2 .

Il controllore ogni 60 cicli motore aggiorna il valore di anticipo sulla base della filosofia ES illustrata in precedenza, e calcola un incremento (o decremento) da sommare al valor medio di anticipo utilizzato per i cicli precedenti.

In figura si vede come dopo circa 1000 cicli si arriva al valore di regime che è attorno ai $+13.5^\circ$ rispetto al valore di mappa. Le evidenti oscillazioni a regime sono da imputare alla costante di guadagno elevata e alla scarsa sensibilità della funzione di merito all'anticipo di accensione, in prossimità della condizione ottimale. La seconda figura mostra il delta anticipo filtrato passa basso con frequenza di taglio pari a $1/20$ cicli.

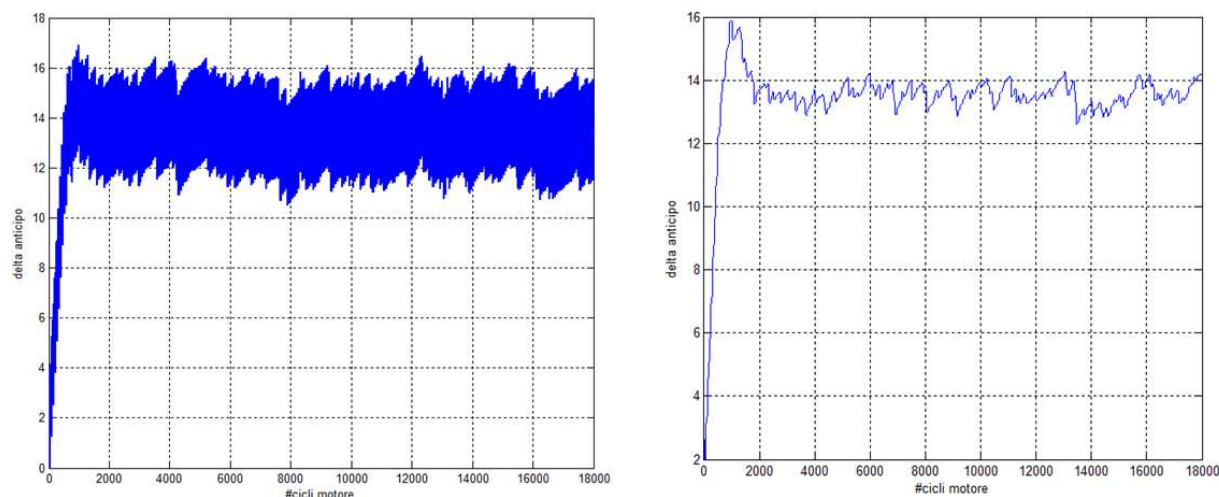


Figura 8.43: Andamento della oscillazione di anticipo (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

Ogni 300 cicli motore il controllore esegue la medesima valutazione, questa volta applicando il criterio ES alla preparazione della miscela e, dopo circa 1200 cicli AFR converge a circa 13.5.

La prima correzione viene fatta erroneamente nel senso opposto: il motivo è da imputare alla fase dell'armonica della funzione di merito alla frequenza del disturbo su AFR che è opposta alla fase del disturbo (in altre parole eccitazione e risposta sono in controfase); le frecce in Figura 8. mettono in evidenza questo fatto.

Dopo il primo passo di calcolo, essendo le due armoniche in fase, il rapporto aria combustibile viene portato al valore di regime.

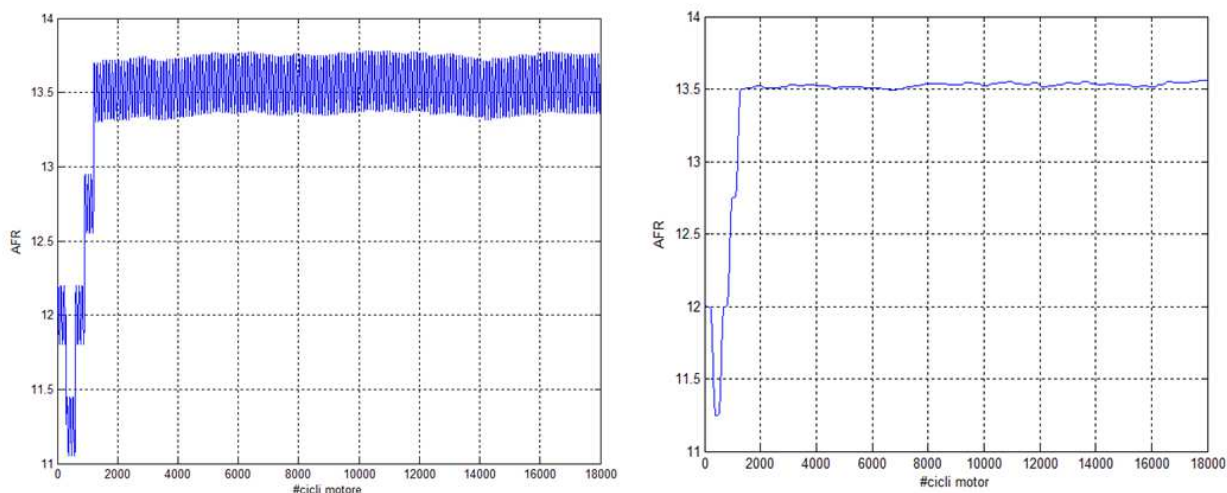


Figura 8.44: Andamento della oscillazione di AFR (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

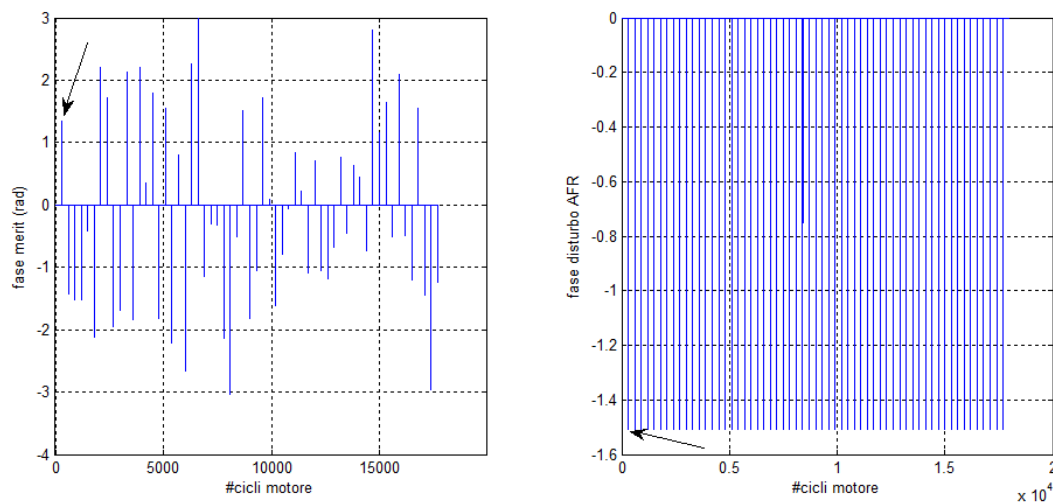


Figura 8.45 : Fase della finzione di merito e fase del disturbo

Nella figura seguente si può notare come nella prima parte della procedura di calcolo ci sia una forte correlazione tra l'anticipo di accensione e la funzione di merito: infatti si nota chiaramente la stessa frequenza di oscillazione delle due grandezze.

La correlazione tra AFR e *merit* emerge dal ciclo 300 in avanti. Non essendoci una chiara "firma" del disturbo di AFR sui primi 300 campioni l'algoritmo compie un errore. Non appena l'anticipo inizia ad aumentare *merit* diventa sensibile al disturbo su AFR, il controllore si accorge di questo fatto e inizia a correggere correttamente.

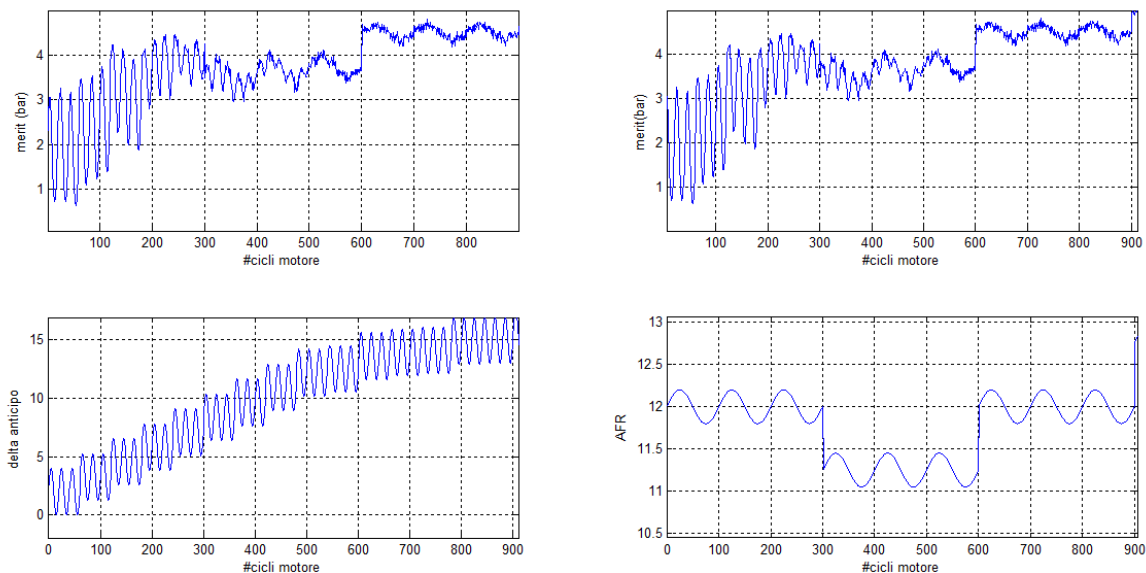


Figura 8.46

Il controllore porta il motore da una fase di combustione media iniziale di 20° a una finale media di circa 6° . I risultati sono soddisfacenti perché effettivamente il massimo della pressione media indicata si ottiene con un MFB50 di circa 6° .

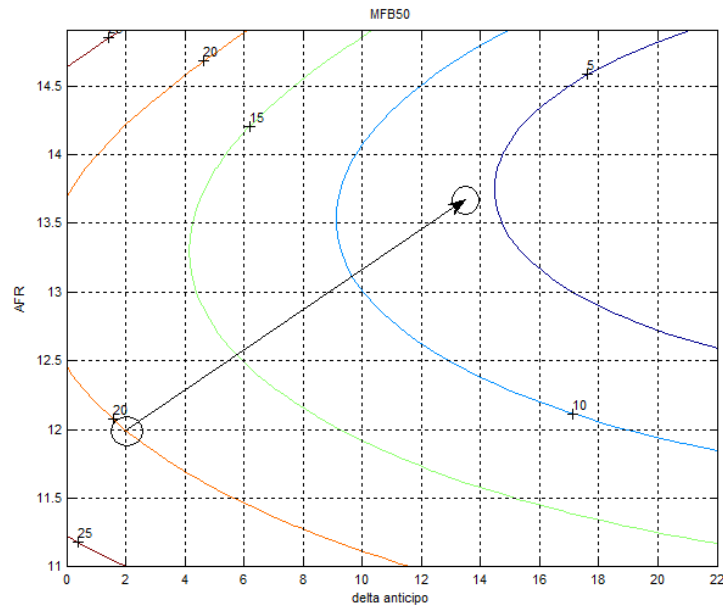


Figura 8.47: punto di partenza e finale del test eseguito partendo da delta anticipo iniziale bassi e AFR iniziale bassi

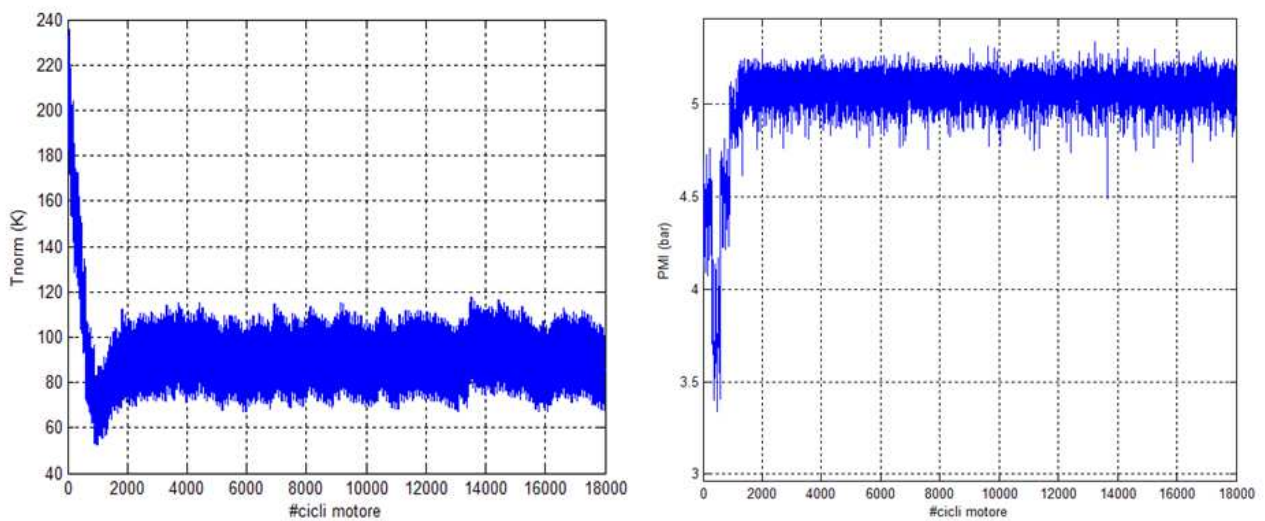


Figura 8.48 Andamento della temperatura (SX) e della PMI (DX) durante la prova

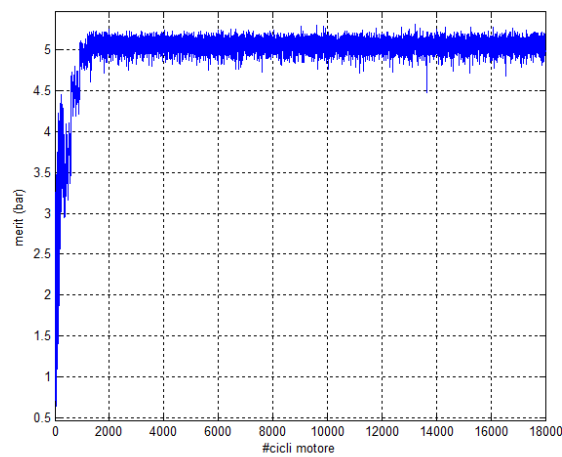


Figura 8.49 :andamento della funzione di merito durante la prova

Il controllore non attua nessuna limitazione del delta anticipo perché MAPO si mantiene a valori bassi.

In Figura 8. a sinistra viene mostrato il valore puntuale del MAPO e a destra il MAPO97 cioè il valore di MAPO limite sotto il quale stanno il 97% di zz cicli motore.

Il controllore non limita il delta anticipo perché mai MAPO97 supera 0.9 bar.

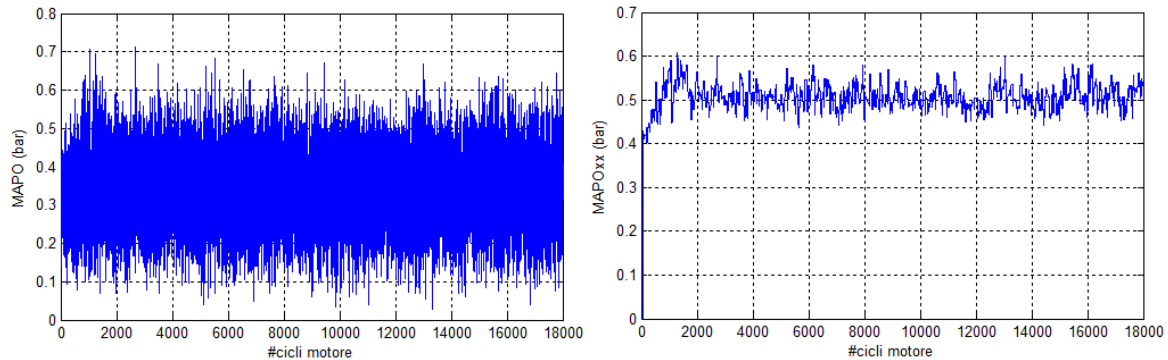


Figura 8.50

Prova 2 FIRE: delta anticipo iniziale alto e AFR iniziale basso

La simulazione viene inizializzata con delta anticipo $26^{\circ} \pm 2^{\circ}$ e AFR 12 ± 0.2 .

Il delta anticipo va a regime al valore di circa 13.5° dopo circa 2000 cicli motore.

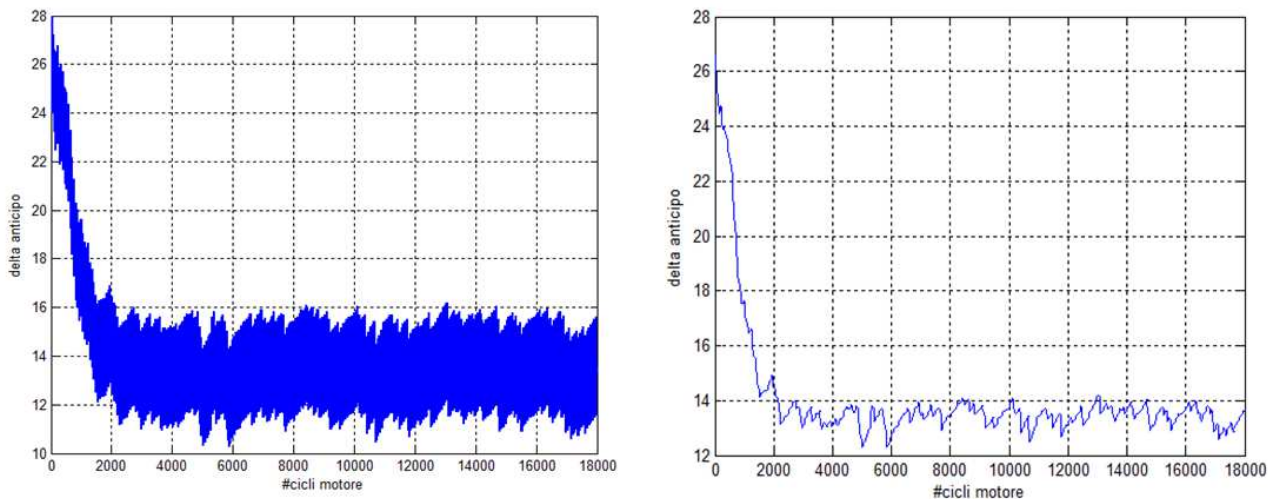


Figura 8.51: Andamento della oscillazione di anticipo (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

AFR converge più lentamente al valore di 13.55 rispetto alla simulazione precedente.

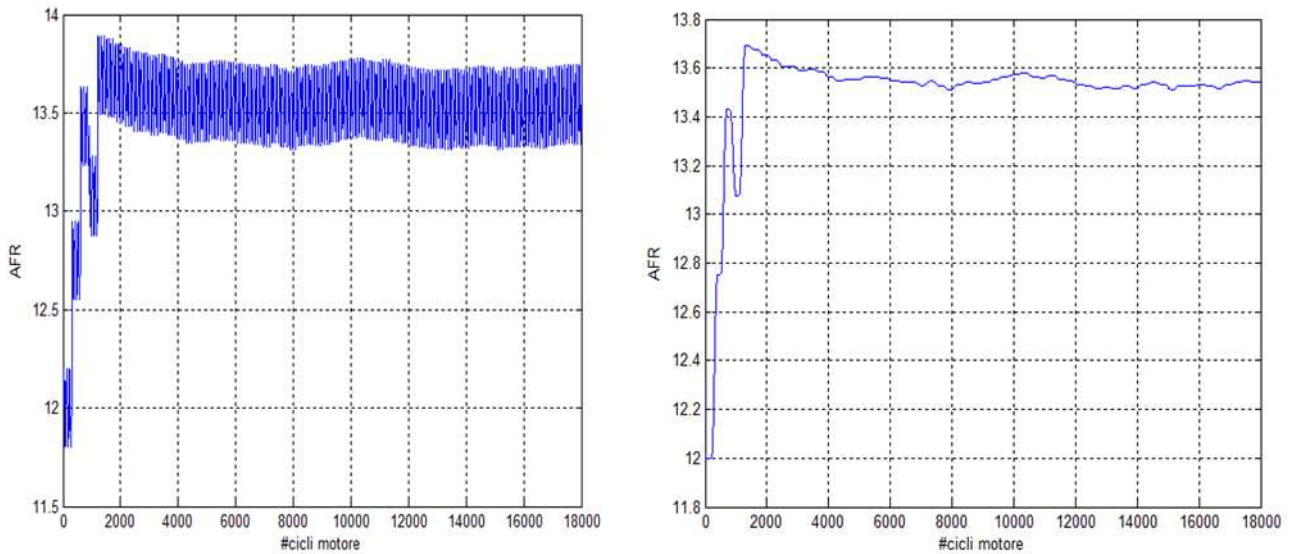


Figura 8.52: Andamento della oscillazione di AFR (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

Il controllore porta il motore da una fase di combustione media iniziale di 8° a una finale media di circa 6° . I risultati sono soddisfacenti perché effettivamente il massimo della pressione media indicata si ottiene con un MFB50 tra 5 e 10° .

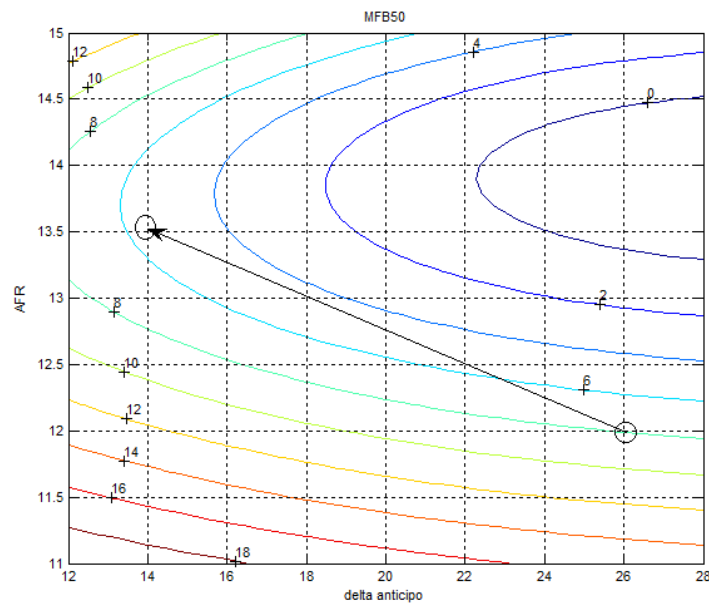


Figura 8.53 punto di partenza e finale del test eseguito partendo da delta anticipo iniziale alto e AFR iniziale bassi

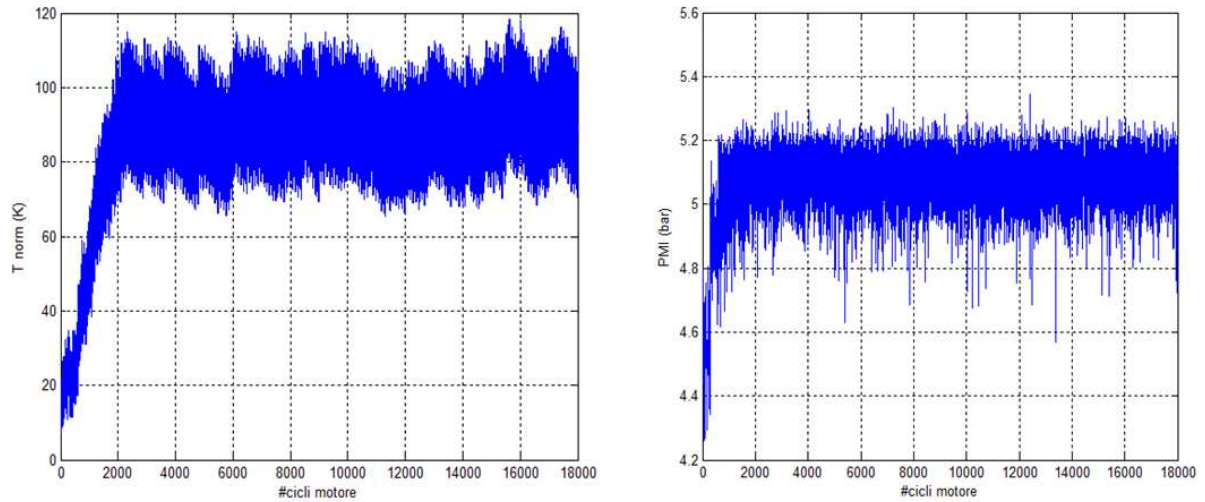


Figura 8.54: Andamento della temperatura (SX) e della PMI (DX) durante la prova

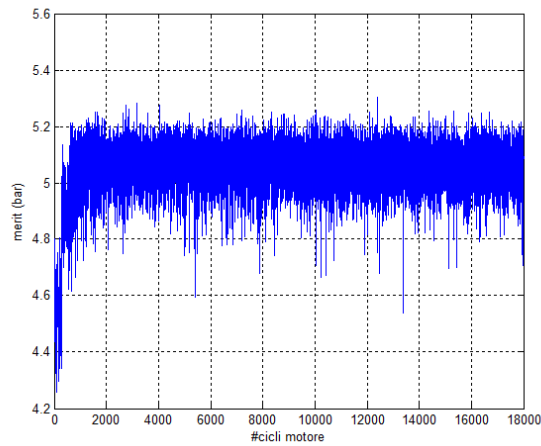


Figura 8.55: Andamento della funzione di merito durante la prova

Il MAPO97 supera il valore limite di 0.9 bar solo nei primi zz cicli, ma di fatto non viene posta nessuna limitazione all'anticipo perché nei zz cicli seguenti il controllo eseguito esaminando la funzione di merito lo diminuisce di una quantità che non provoca più detonazione.

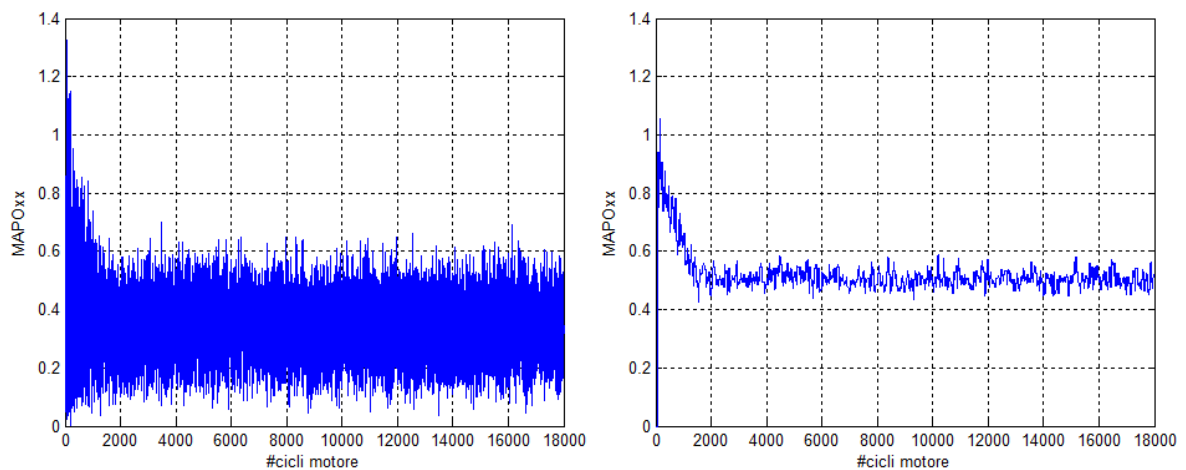


Figura 8.56

Prova 3 FIRE: delta anticipo iniziale basso e AFR iniziale alto

La simulazione viene inizializzata con delta anticipo $2^\circ \pm 2^\circ$ e AFR 17 ± 0.2 .

Dopo circa 2000 cicli sia l'anticipo che il rapporto aria combustibile regimano rispettivamente a 13.5° e 13.6.

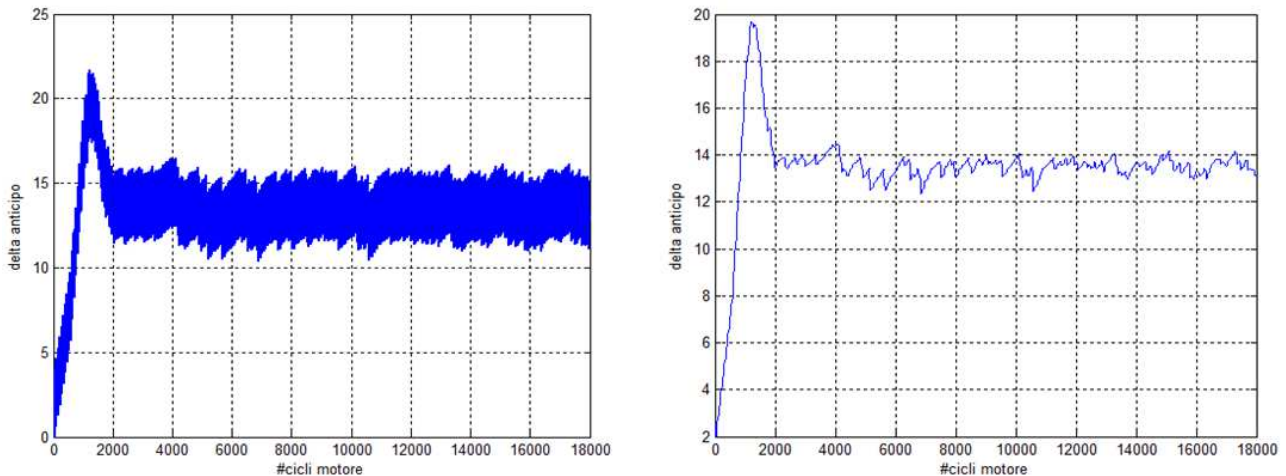


Figura 8.57: Andamento della oscillazione di anticipo (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

La dinamica del controllo sull'anticipo è più veloce rispetto a quella su AFR. Nei primi 1000 cicli AFR è ancora lontano dal suo ottimo e l'unico modo per far calare MFB50 (cioè far aumentare la PMI e quindi *merit*) è anticipare l'accensione; per questo motivo viene mandato a circa 20° quando AFR è ancora maggiore di 15. Quando però anche AFR cala per portare MFB50 al valore ottimo, che ricordiamo essere vicino ai 6° , l'anticipo deve diminuire.

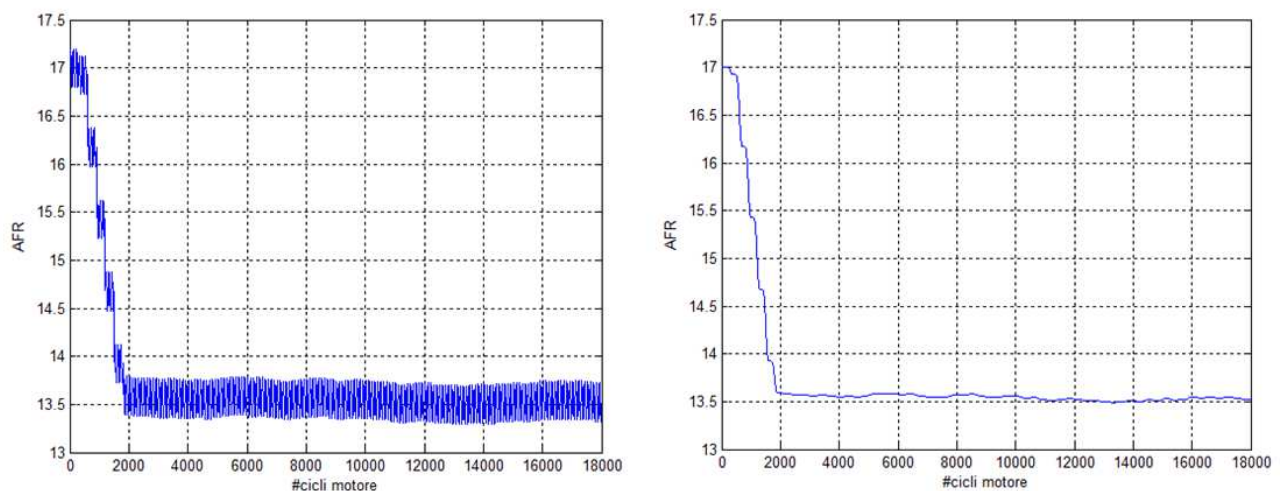


Figura 8.58: Andamento della oscillazione di AFR (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

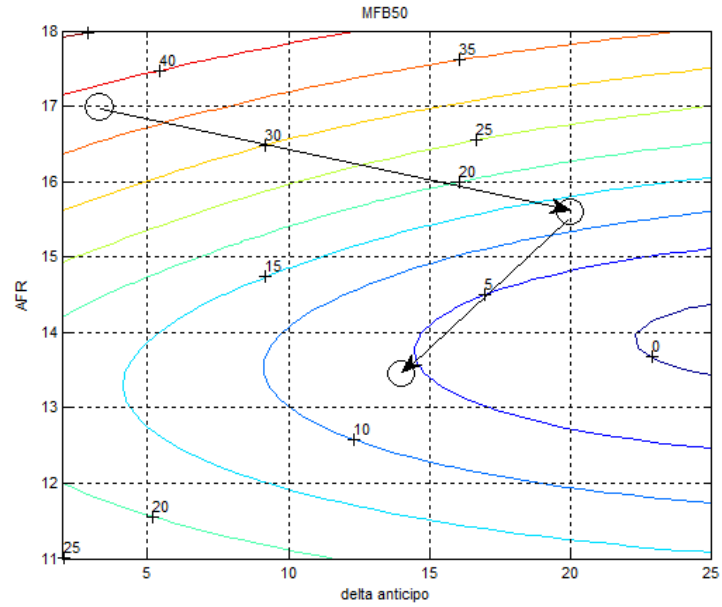


Figura 8.59: punto di partenza e finale del test eseguito partendo da delta anticipo alto e AFR iniziale bassi

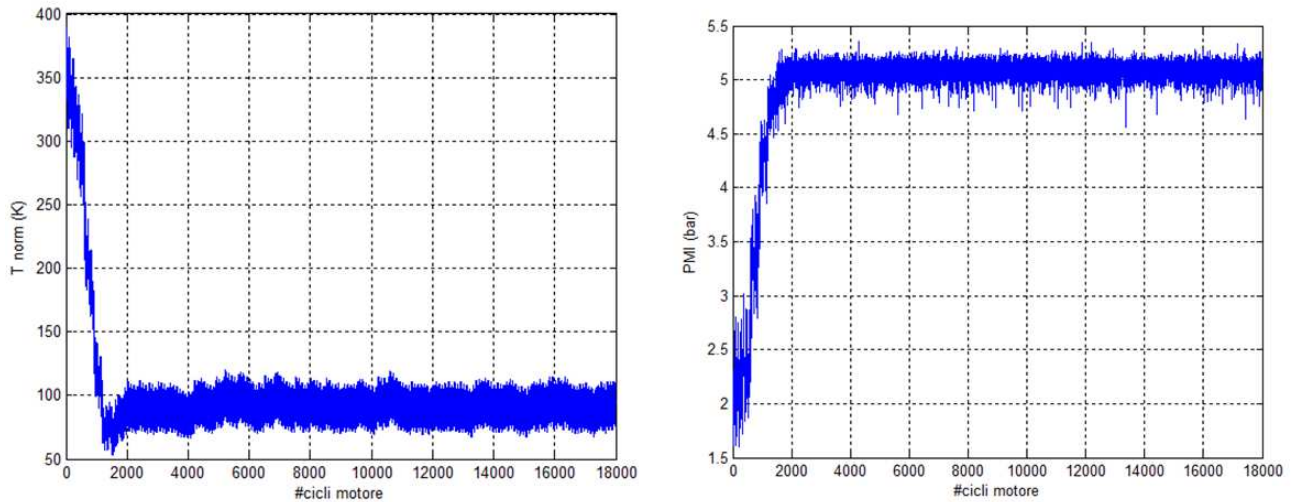


Figura 8.60: Andamento della temperatura (SX) e della PMI (DX) durante la prova

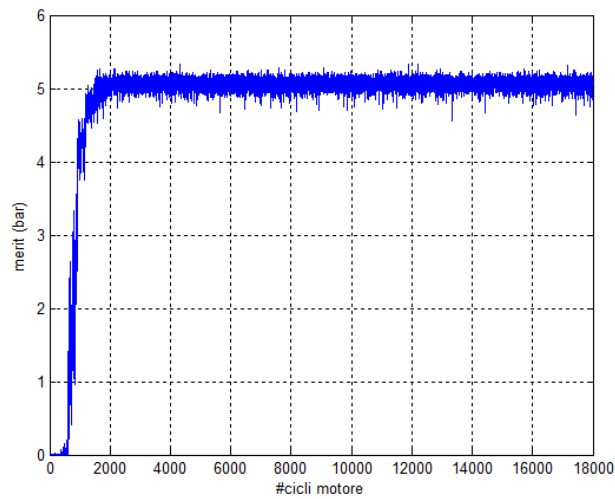


Figura 8.61: Andamento della funzione di merito durante la prova

Il controllore non attua nessuna limitazione del delta anticipo perché il MAPO si mantiene a basso livello.

Il controllore non limita il delta anticipo perché mai MAPO97 supera 0.9 bar.

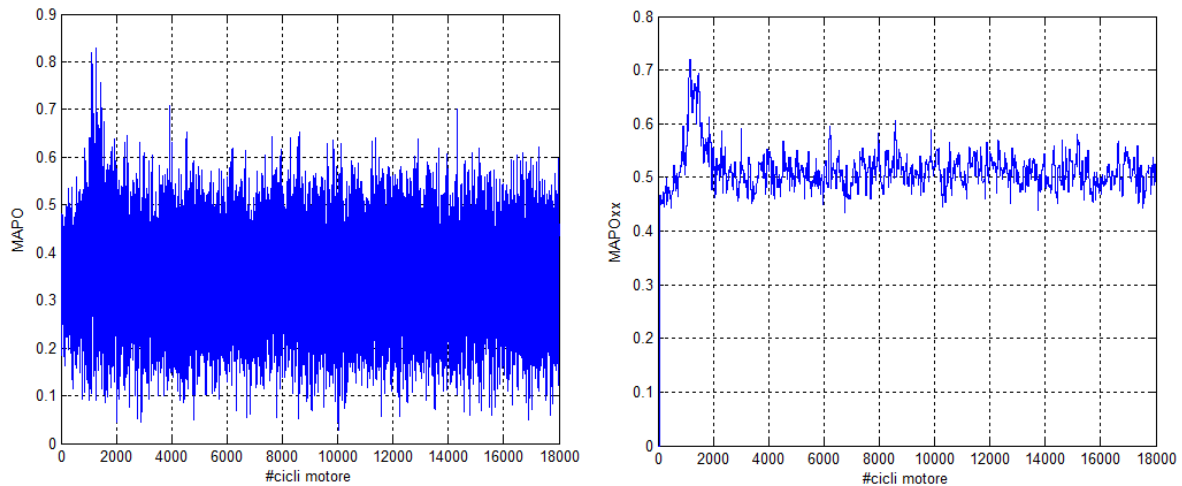


Figura 8.62

Prova 4 FIRE: delta anticipo iniziale alto e AFR iniziale alto

La simulazione viene inizializzata con delta anticipo $26^{\circ} \pm 2^{\circ}$ e AFR 17 ± 0.2 .

Dopo circa 3000 cicli sia l'anticipo che il rapporto aria combustibile regimano rispettivamente a 13.5° e 13.6

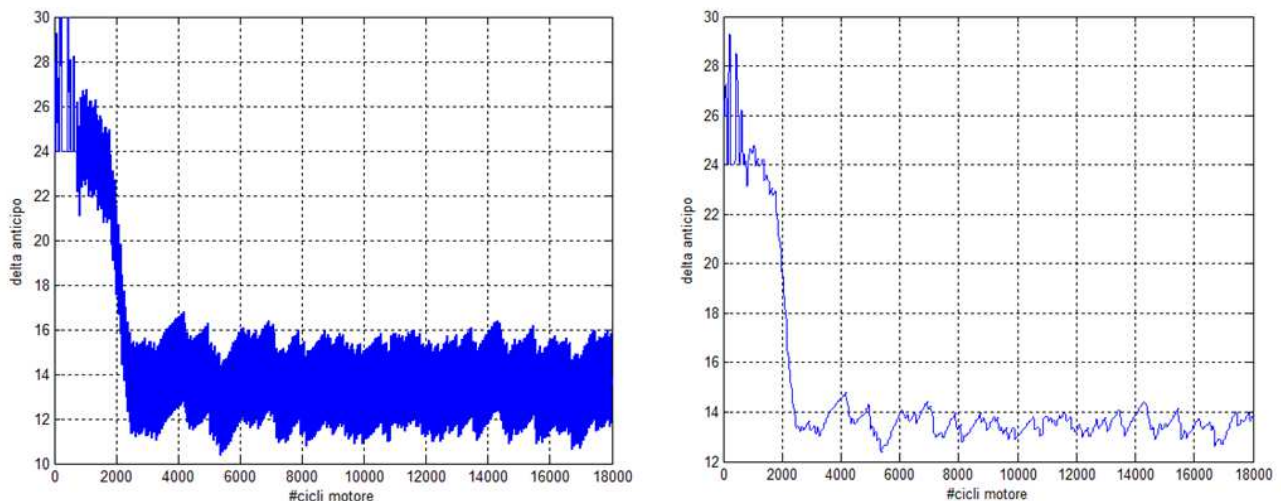


Figura 8.63: Andamento della oscillazione di anticipo (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

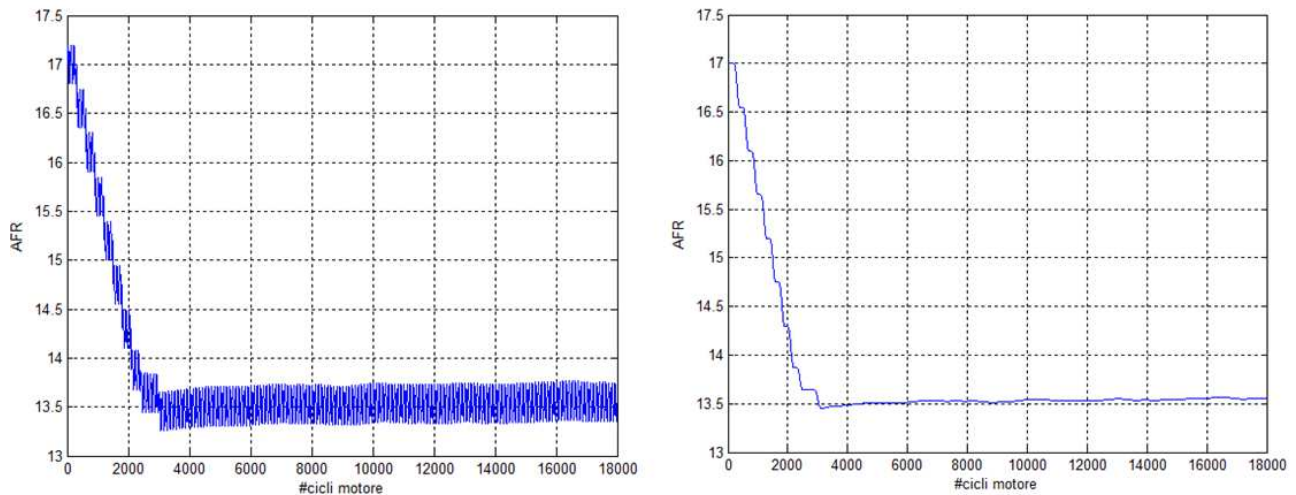


Figura 8.64: Andamento della oscillazione di AFR (Destra) e del valore medio calcolato per ogni iterazione (Sinistra)

Di tutte le prove questa è la più lenta a convergere, il motivo sta nel gradiente locale della mappa MFB50 fino al ciclo 1000. Come si vede in figura la sensibilità di MFB50 dal delta anticipo per AFR fino a 15 è molto bassa (le curve iso-MFB50 vengono attraversate in obliquo).

AFR viene modificato correttamente fin dall'inizio perché è in controfase con *merit*, e viene diminuito.

SA, nei primi step, viene erroneamente incrementato perché è in fase con *merit*. Solamente quando la composizione della miscela scende sotto 15.0 allora le due grandezze sono controfase e il controllore inizia a togliere anticipo portando il motore nel punto di funzionamento ottimo. Questo comportamento è da imputare alla debolezza del modello utilizzato per simulare il comportamento del motore, che, per valori molto lontani da quelli per cui si hanno dati sperimentali (si parte da AFR=17), fornisce valori di PMI poco veritieri.

Come si vede nella figura seguente c'è una forte correlazione tra *merit* e AFR, si vede bene che sono controfase.

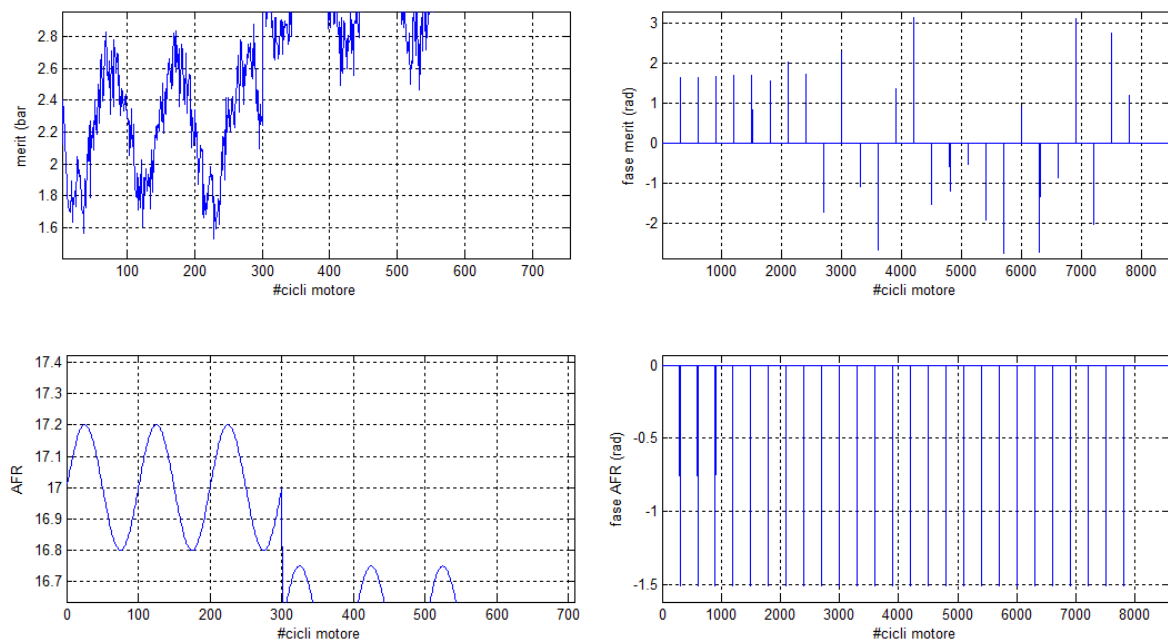


Figura 8.65

In figura sono riportate le fasi dell'armonica a frequenza del disturbo di SA e le fasi del disturbo calcolate ogni zz cicli; nei primi passi i due segnali sono in fase e il controllore crea dei delta anticipo positivi. Dal ciclo 1000 al ciclo 3000 il numero di volte in cui si è contro fase è maggiore e complessivamente delta SA viene diminuito fino al valore di 13.5°

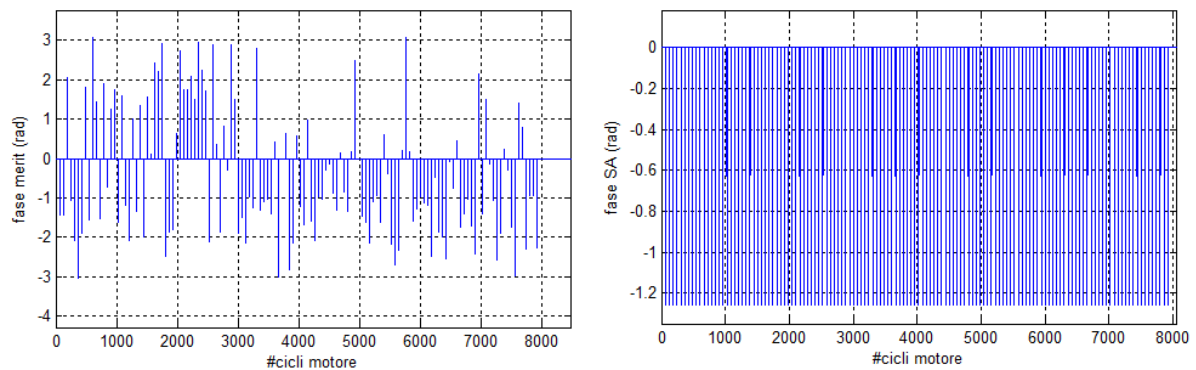


Figura 8.66 : Fase della finzione di merito e fase del disturbo di anticipo

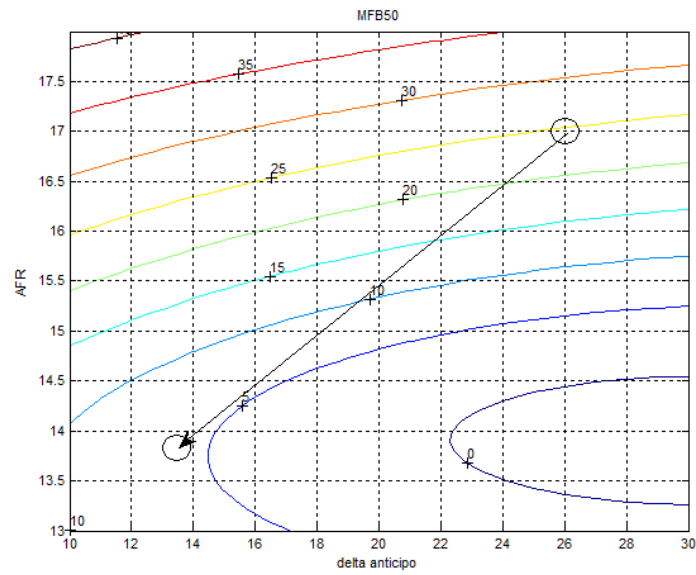


Figura 8.67: punto di partenza e finale del test eseguito partendo da delta anticipo alto e AFR iniziale alto

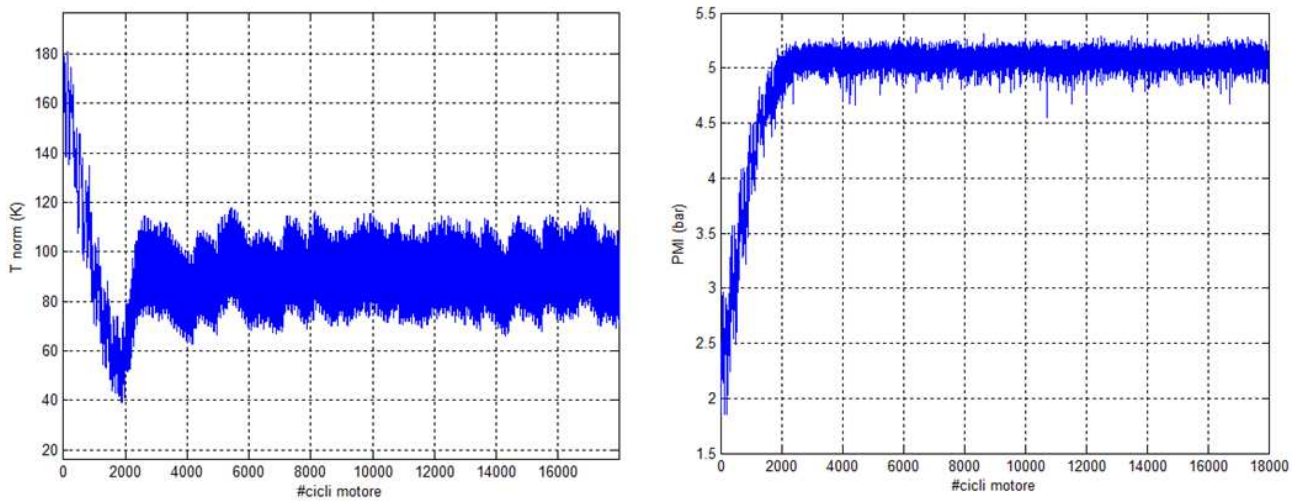


Figura 8.68: Andamento della temperatura (SX) e della PMI (DX) durante la prova

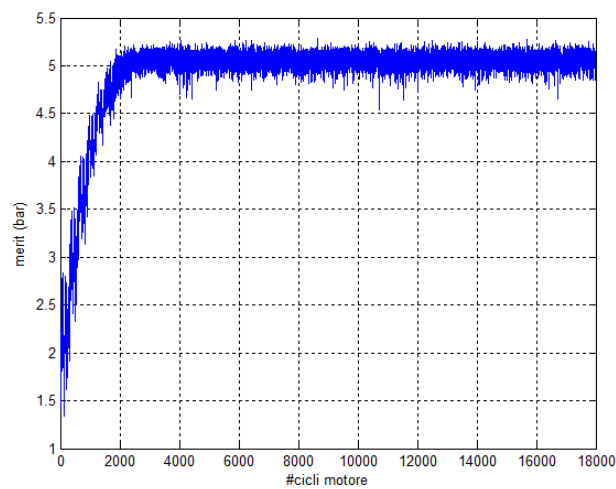


Figura 8.69: andamento della funzione di merito durante la prova

Come si vede in figura MAPO97 supera il valore limite di 0.9 bar. Il controllore limita, per l'intervallo di AFR in cui viene fatta l'analisi statistica del MAPO, il massimo delta-anticipo attuabile nei seguenti zz cicli simulati.

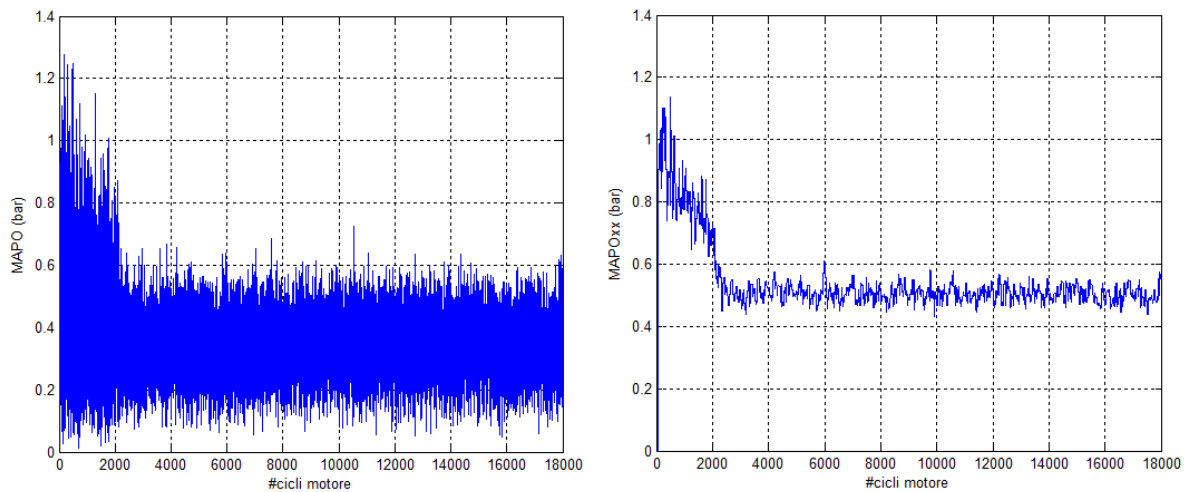


Figura 8.70

Si innescano una sequenza alto-basso di delta anticipo (che corrispondono ad una sequenza di cicli mediamente detonanti e no) fino a che questo non inizia a calare.

Per questo motivo si è inserito un limite massimo assoluto: non appena MAPO97 supera 0.9 bar quel valore di anticipo è il massimo attuabile e non è più consentito superarlo.

Prova 1 GSX-R: delta anticipo iniziale basso e AFR iniziale alto

La simulazione viene inizializzata con anticipo $47^\circ \pm 2^\circ$ e AFR 13.4 ± 0.2 .

Di seguito vengono riportati gli andamenti di delta anticipo e AFR comandati, temperatura scarico, PMI e *merit*.

L'anticipo e AFR convergono rispettivamente dopo 1000 e 900 cicli a 56° e 12.3

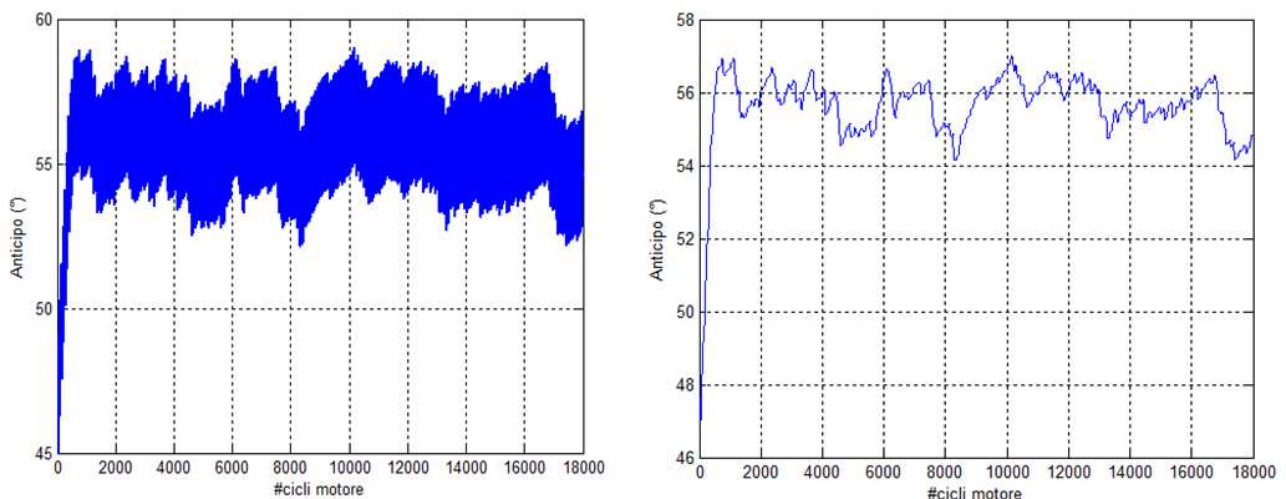


Figura 8.71

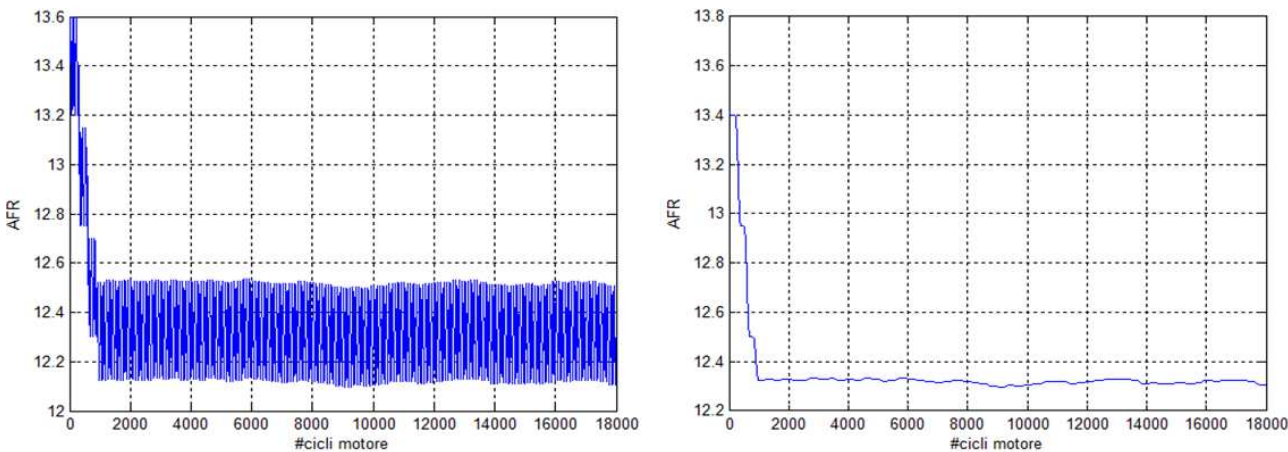


Figura 8.72

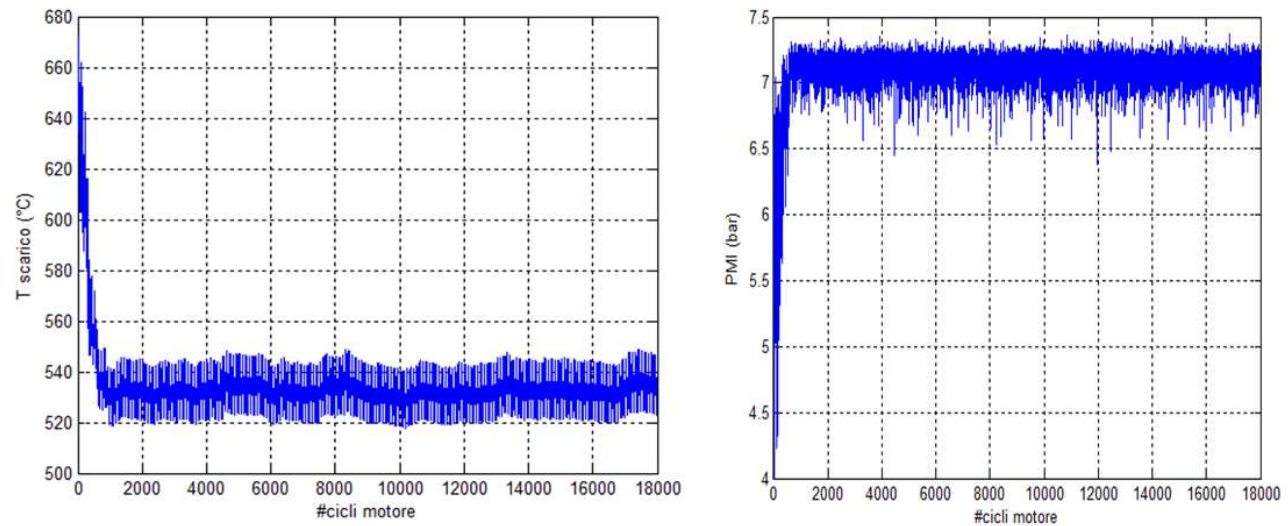


Figura 8.73

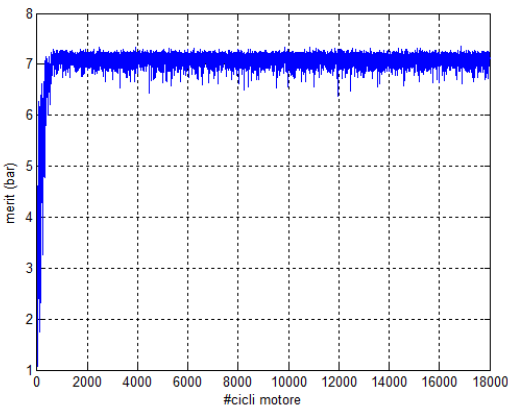


Figura 8.74

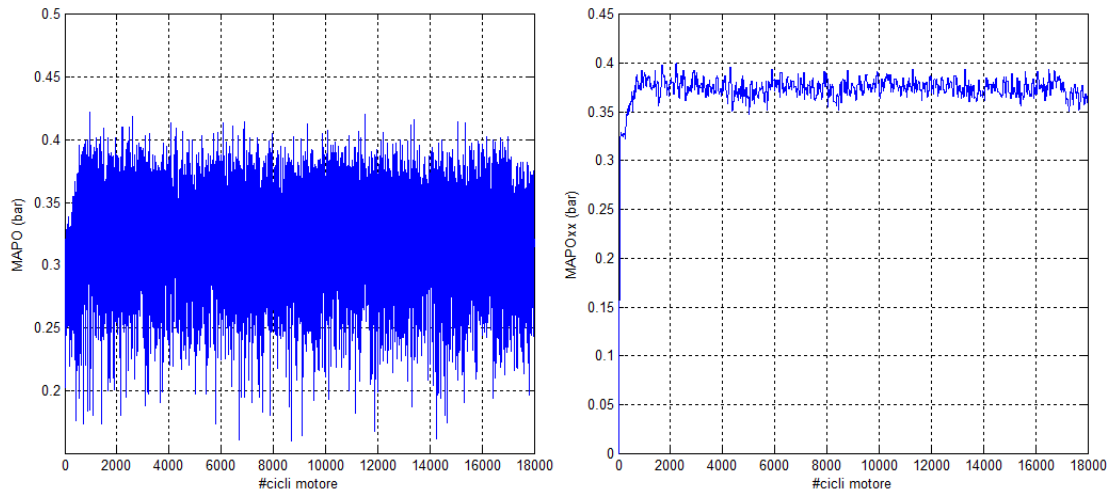


Figura 8.75

Prova 2 GSX-R: delta anticipo iniziale alto e AFR iniziale alto

La simulazione viene inizializzata con anticipo $64^{\circ} \pm 2^{\circ}$ e AFR 13.4 ± 0.2 .

Di seguito vengono riportati gli andamenti di delta anticipo e AFR comandati, temperatura scarico, PMI e *merit*.

L'anticipo e AFR convergono rispettivamente dopo 3000 e 1500 cicli circa a 56° e 12.3

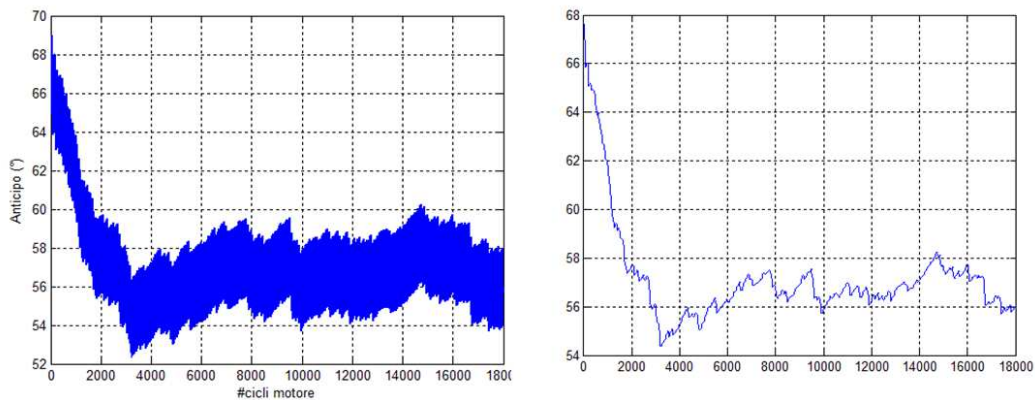


Figura 8.76

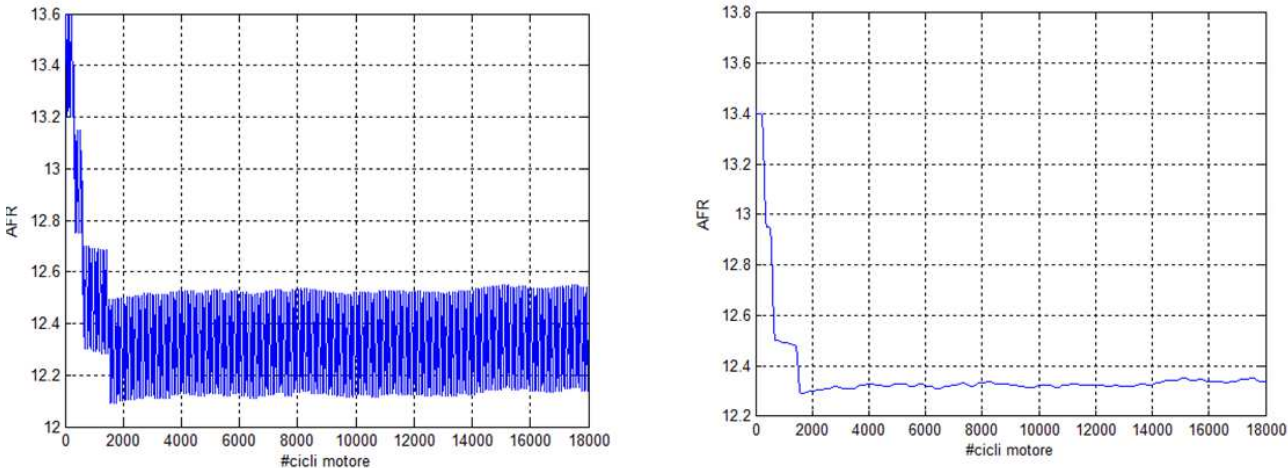


Figura 8.77

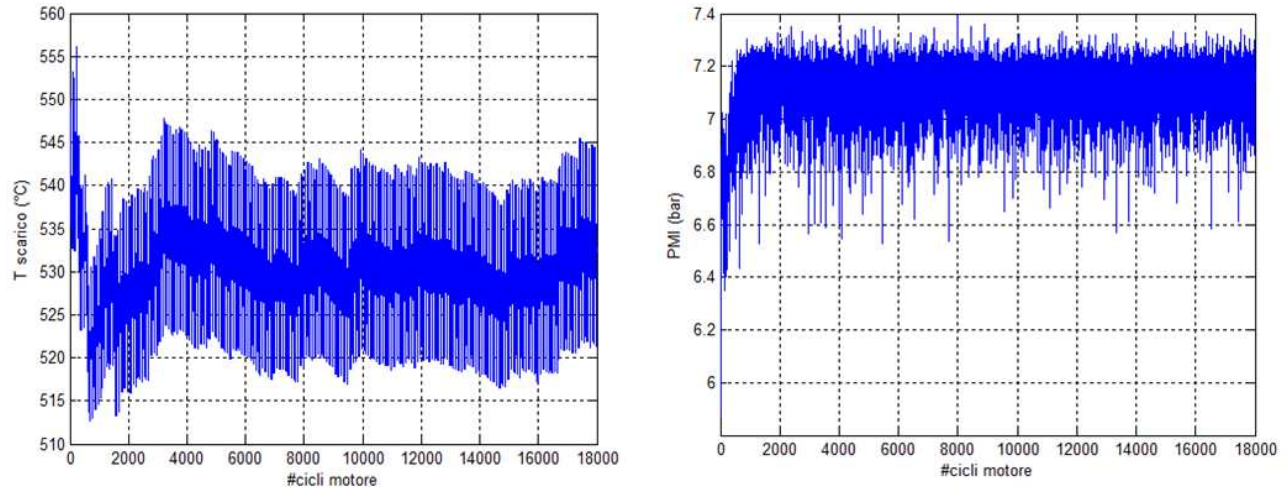


Figura 8.78

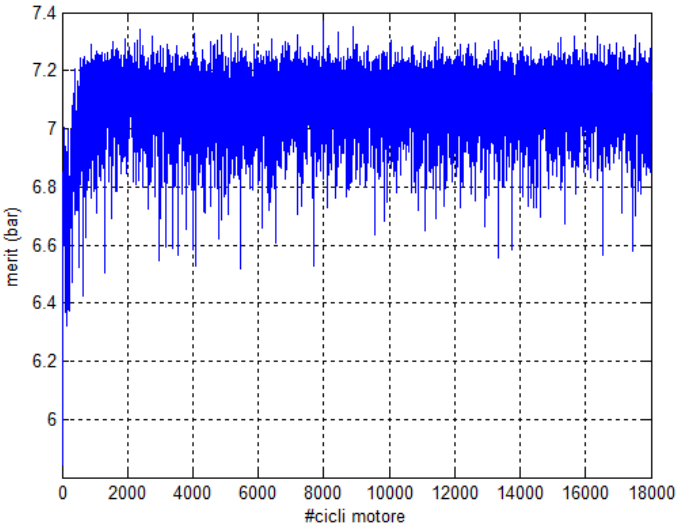


Figura 8.79

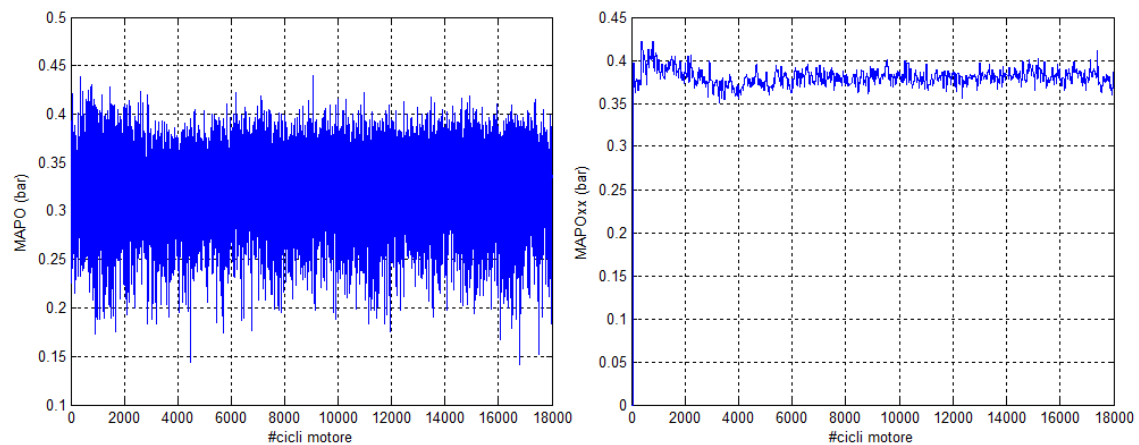


Figura 8.80

9. Conclusioni

Il sistema di analisi di combustione in tempo reale imbarcabile è uno strumento in grado di fornire i principali dati indicating entro il ciclo successivo. Pur avendo eseguito i test per verificare se il sistema è in grado di spedire via CAN i dati calcolati cilindro per cilindro entro il ciclo successivo si è preferito, per il momento, mettere a disposizione i dati su linea CAN una volta al ciclo. Questa soluzione è stata adottata per evitare di mettere in crisi il processore RT.

L'applicazione dispone di una interfaccia host necessaria all'utente di impostare tutti i parametri che caratterizzano il motore ed i segnali. Permette inoltre di vedere direttamente quello che sta calcolando il sistema RT senza pregiudicare la comunicazione CAN. È possibile salvare i dati indicating ciclo-ciclo su file (.txt) e lo streaming a 200kHz in formato binario. Tale applicazione è utilizzabile anche al banco prova motore con molti vantaggi rispetto ai tradizionali sistemi di calcolo:

- Ingombri ridotti
- Possibilità di essere alimentato dalla batteria motore
- Possibilità di essere montato in prossimità del motore riducendo la lunghezza dei cablaggi con conseguente riduzione del rumore elettrico presente sui segnali
- Facilità di montaggio con unico connettore
- Ottima configurabilità in funzione del quadro segnali (fonica con e senza cava; con o senza segnale camme; encoder)

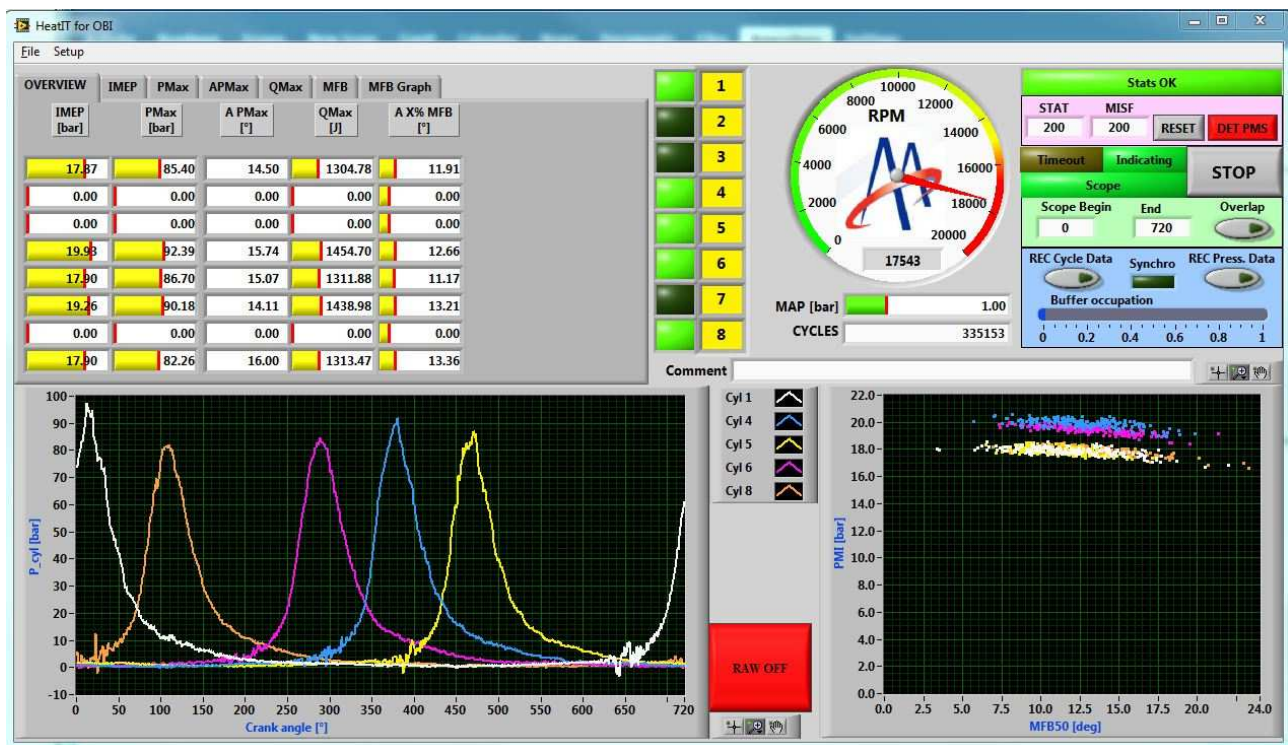


Figura 9.1: interfaccia Host del sistema di analisi combustione in tempo reale imbarcabile

Gli svantaggi sono sicuramente la possibilità di non poter introdurre ulteriori algoritmi, come per esempio la stima di coppia, che richiederebbero ulteriore potenza di calcolo.

Per introdurre soluzioni di questo tipo bisogna spostarsi su altre soluzioni più performanti. Il sistema realizzato su piattaforma ibrida mostrato nel capitolo 7 è in grado di gestire una notevole mole di dati, potendo arrivare a gestire fino a 12 cilindri per un totale di 40 canali acquisibili fino a 500kHz. Nel sistema è stata introdotta una logica di gestione dei canali che permette di separare fino a 3 frequenze di acquisizione mantenendo la sincronizzazione dei dati rispetto alle frequenze più alte. In questo modo è possibile acquisire quei segnali la cui dinamica è molto lenta e non vi è interesse alcuno per le frequenze più alte.

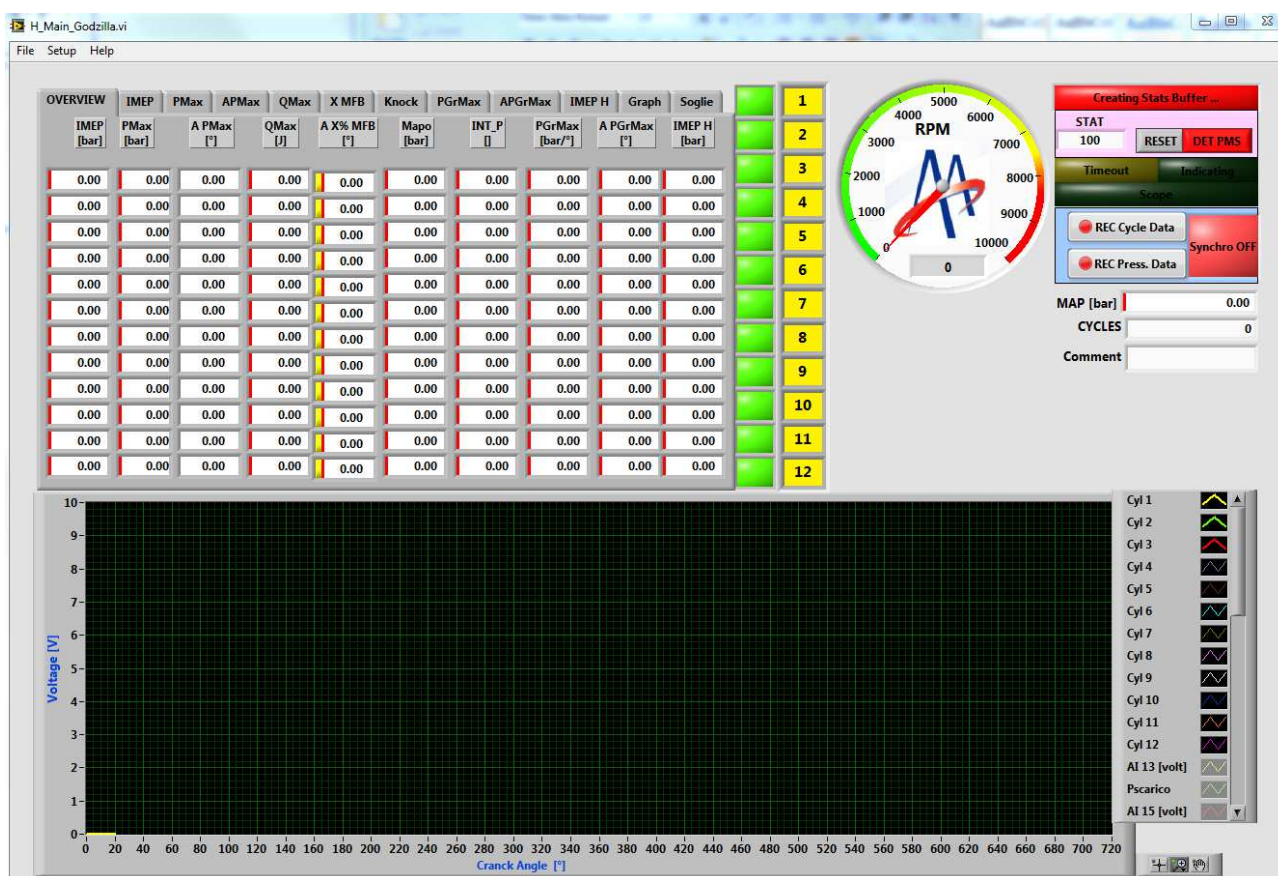


Figura 9.2: interfaccia Host del sistema di analisi combustione in tempo reale per sala prove

Tale sistema è in grado di comunicare con i più comuni sistemi di controllo banco per la gestione del salvataggio dati. Su entrambi i sistemi sarà possibile introdurre la possibilità di eseguire un algoritmo per la calibrazione automatica come quello mostrato nel capitolo 8.

Per quanto concerne l'utilizzo di questi sistemi ai fini della calibrazione, il metodo che è stato preso in esame nel Capitolo 8 riesce a portare il valore di anticipo e di AFR ai valori ottimali per entrambi i motori virtuali in un numero di cicli ragionevole. La dinamica del controllore è dominata dalla parte più lenta, che per le prove fatte è quella di AFR. La dinamica dell'AFR influenza quella dell'anticipo di accensione, portando anche a convergere verso valori di anticipo 'sbagliati', che devono poi essere adeguati man mano che cambia AFR.

Il metodo deve essere ancora migliorato sotto diversi aspetti. In particolare, è necessario dare la possibilità al controllore di fare passi più grandi soprattutto nelle prime fasi, dove si è lontani dall'ottimo, tenendo conto per esempio della pendenza della tangente alla curva che interpola i dati di PMI in funzione di MFB50.

Inoltre, sarebbe importante aggiungere nella definizione della funzione di merito altri parametri: le emissioni inquinanti, per esempio gli NOx, il particolato.

Una volta fatte queste modifiche e verificato off-line che si raggiunge l'ottimo con un numero di cicli inferiore senza andare in instabilità sarà possibile implementare questa soluzione in tempo reale.

Bibliografia

- [1] Heywood, J. B., *Internal Combustion Engine Fundamentals*, 1989, McGraw Hill
- [2] Ligier, J. L., Baron, E., *Acyclisme et Vibrations*, 2002, Technip
- [3] Citron, S. J., O'Higgins, J. E., and Chen, L. Y., *Cylinder by Cylinder Engine Pressure and Pressure Torque Waveform Determination Utilizing Speed Fluctuation*, SAE Paper 890486.
- [4] Iida, K., Akishino, K., Kido, K., *IMEP Estimation from Instantaneous Crankshaft Torque Variation*, SAE Technical Paper 900617
- [5] Ponti, F., *Development of a Torsional Behavior Powertrain Model for Multiple Misfire Detection*, Paper ICES2005-1035, ASME ICE 2005 Spring Technical Conference, Chicago, April 2005.
- [6] Ponti, F., *Indicated Torque Estimation Using a Torsional Behavior Model of the Engine*, SAE Powertrain & Fuel Systems Conference & Exhibition, Paper 2005-01-3761, San Antonio, Texas October 2005
- [7] Ponti, F., Solieri L., *Analysis of the Interactions Between Indicating and Reciprocating Torques for the Development of a Torsional Behavior Model of the Powertrain*, Paper ICE2007-1809, ASME ICE 2007 Fall Technical Conference, Charlestone, October 2007
- [8] Tesi di Dottorato Vittorio Ravaglioli: *Sviluppo di Metodologie per la Stima in Tempo Reale delle Grandezze Indicate in Motori a Combustione Interna*.2012
- [9] Ponti F., 2005, *In-Cylinder Pressure Measurement: Requirements for On-Board Engine Control*, ASME Journal of Engineering for Gas Turbines and Power May 2008 032803.
- [10] Corti E. , D. Moro, L. Solieri, 2008, *Measurement Errors in Real-Time IMEP and ROHR Evaluation*, SAE 2008-01-0980
- [11] N. Cavina, E. Corti, L. Solieri, *A heat flux damages-related index*, in: Proceedings of the 2006 Spring Technical Conference of the ASME Internal Combustion Engine Division, NEW YORK, N.Y., ASME International, 2006, pp. (atti di: 2006 Spring Technical Conference of the ASME Internal Combustion Engine Division, Aachen, Germany, 7-10 Maggio 2006)
- [12] E. Corti, G. Minelli, D. Moro, L. Solieri, *Advantages of using FPGA Components for innovative Control Systems Implemented on Automotive Engines*, in: High Tech Engines and Cars Proceedings , s.l, s.n, 2005, pp. (atti di: Modena Motori – High Tech Engines and Cars – 11° Convegno Internazionale, Modena, 30-31 Maggio 2005)
- [13] E. Corti, L. Solieri, *Rapid Control Prototyping System for Combustion Control*, in: -, WARRENDALE, PA 15096-0001, SAE International, 2005, pp. 1 - 9 (atti

- di: Powertrain & Fluid Systems Conference & Exhibition, San Antonio, TX, USA, October 24-27, 2005
- [14] E. Corti, D. Moro, L. Solieri, *Real-Time Evaluation of IMEP and ROHR-Related Parameters*, in: -, ICE 2007, WARRENDAL, PA 15096-0001,
 - [15] International, 2007, pp. 1 - 12 (atti di: 8th International Conference on Engines for Automobiles,, Capri, Napoli, Italia, September 16-20, 2007)
 - [16] E. Corti, L.. Solieri, *Development of a Hardware in The Loop System for ECU testing*, in: AUTOMOTIVE FORUM 2006, ROMA, National Instruments Italy, 2006, pp. 13 - 15 (atti di: Automotive Forum 2006, Torino, 30/05/2006)
 - [17] Pipitone E., Beccari A., Beccari S., 2007, *The Experimental Validation of a New Thermodynamic Method for TDC Determination*, SAE 2007-24-0052
 - [18] Tazerout M., Le Corre O., Rousseau S., 1999, *Tdc Determination in Ic Engines Based on the Thermodynamic Analysis of the Temperature-Entropy Diagram*, SAE 1999-01-1489.
 - [19] Nilsson Y., Eriksson L., 2004, *Determining Tdc Position Using Symmetry and Other Methods*, SAE 2004-01-1458
 - [20] Tesi di dottorato di Luca Solieri: *Sviluppo di algoritmi di analisi e diagnosi combustione in tempo reale per motori endotermici alternativi*. 2009
 - [21] Lee Donghoon (2011), *Closed-Loop Combustion Control of Advanced Internal Combustion Engines*, University of Michigan
 - [22] Gelbert Gregor, P. Moeck Jonas, O. Paschereit Christian, King Rudibert (2010), *Advanced algorithms for gradient estimation in one- and two-parameter extremum seeking controllers*, Journal of Process Control
 - [23] Foster Tim (2008), *Calibration Scenario Editor Enables Higher Calibration Efficiencies*, SAE Technical Paper Series
 - [24] Tesi Laurea Magistrale Federico Fabbri: *Controllo multiparametro della combustione*. 2013